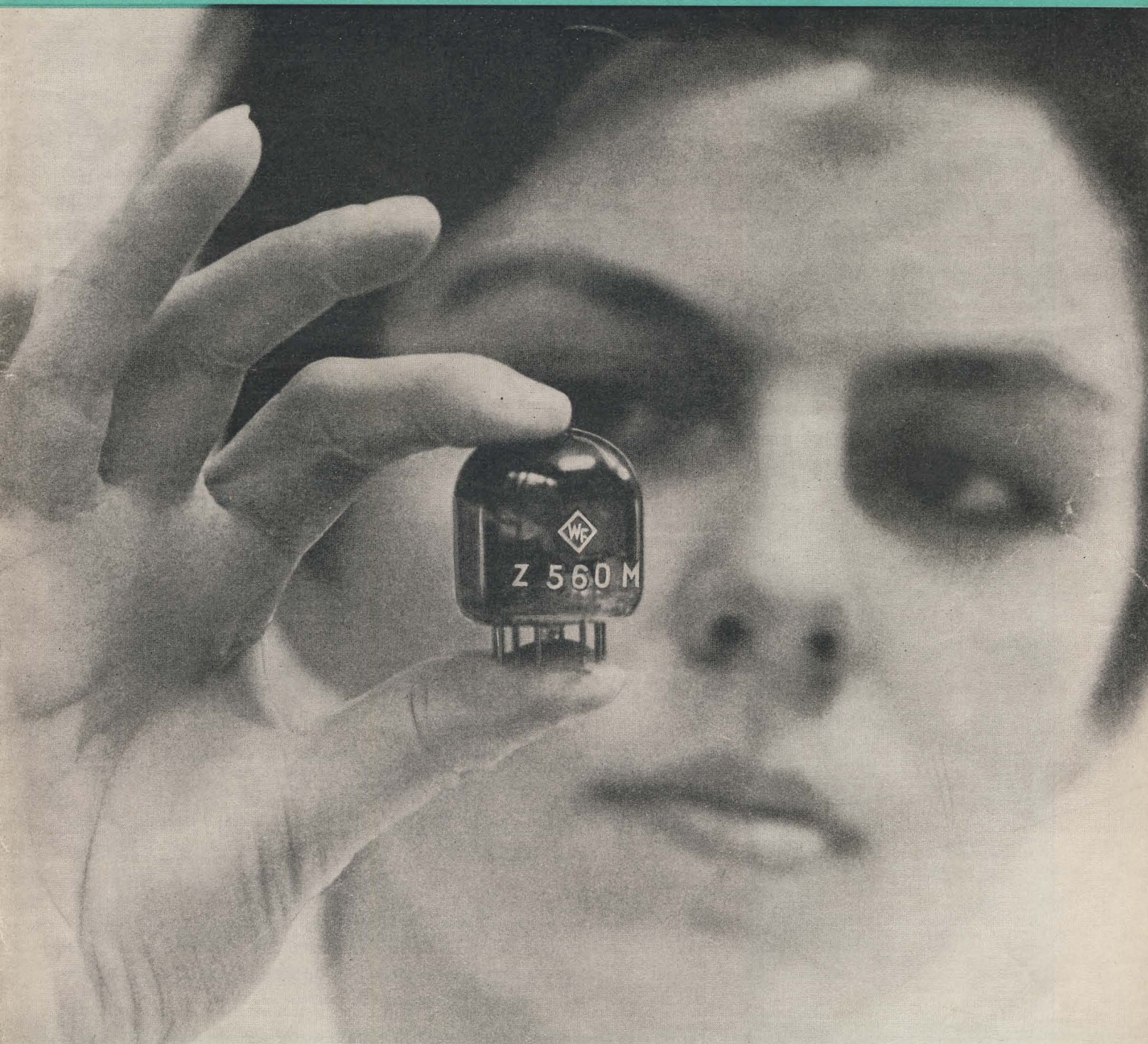
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Stereodecoder mit interessanten Schaltungseinzelheiten
- Verstärkungsregelung von Transistoren in VHF/UHF-Tunern
- Bauanleitung: Heimbandgerät mit Batteriebetrieb
- Komplementäre Transistoren für Endstufen

14 | JULI 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 418

Ing. D. Leffler
Elektronische Meßgeräte nach dem Baukastensystem 419

Dipl.-Phys. Kurt Günther und Dr. Günther Weißbach
Differenzverstärker 421

Dipl.-Ing. W. Kötitz
Funkfernsteueranlage UFT 501 423

Stereodecoder mit interessanten Schaltungseinzelheiten 426

Ing. W. Rudolph
Stabilisierte Spannungsquellen in Bausteinweise 429

K. Sturm
Röhreninformationen 25 Endikonröhren 431

Aus der Reparaturpraxis 433

Verstärkungsregelung von Transistoren in VHF/UHF-Tunern 435

E. Bottke
Komplementäre Transistoren für Endstufen 438

Günter Schiessl
Eine praktische Meßanordnung zur Aufnahme der statischen Transistorkennlinien 440

H. Friebe
Heimbandgerät mit Batteriebetrieb 442

Bernhard Masche
Demonstrationsmodell mit der Dekadenzählröhre Z 572 S und der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M 444

G. Mendel
Ein quasikomplementärer Leistungsverstärker 446

Fachbücher 448

OBSAH

Oznámení a zprávy 418

Ing. D. Leffler
Elektronické měřicí přístroje stavebnicové koncepce 419

Dipl.-Phys. Kurt Günther a Dr. Günther Weißbach
Diferenciální zesilovač 421

Dipl.-Ing. W. Kötitz
Zařízení pro bezdrátové řízení na dálku „UFT 501" 423

Dekódovací jednotka pro příjem stereofonního rozhlasu se zajímavými podrobnostmi zapojení 426

Ing. W. Rudolph
Stabilizované zdroje napětí stavebnicové koncepce 429

K. Sturm
Informace o elektronkách 25 Endikony 431

Z opravářské praxe 433

Řízení zesílení u tranzistorů ve vstupních dílech televizorů 435

E. Bottke
Doplňkové tranzistory pro koncové stupně 438

Günter Schiessl
Praktické zapojení k snímání statických charakteristik tranzistorů 440

H. Friebe
Bateriový magnetofon 442

Bernhard Masche
Demonstrační model s dekadickou počítací výbojkou Z 572 S a indikační výbojkou Z 560 M 444

G. Mendel
Výkonový zesilovač s doplňkovými tranzistory 446

Odborné knihy 448

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 418

Инж. Д. Леффлер
Электронные измерительные приборы из унифицированных блоков 419

Диплом-инж. Курт Гюнтер и д-р Гюнтер Вайсбах
Дифференциальный усилитель 421

Диплом-инж. В. Кётиц
Установка телеуправления UFT 501 423

Стереодекодер с любопытными схемными решениями 426

Инж. В. Рудольф
Унифицированные блоки питания со стабилизатором напряжения 429

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (25)
Эндиконы 431

Из работы ремонтных мастерских 433

Регулировка усиления в транзисторном блоке ПТК для метрового и дециметрового диапазонов 435

Э. Боттке
Комбинации транзисторов разных полярностей для оконечных каскадов 438

Гюнтер Шисьл
Удобная установка для снятия статических характеристик транзисторов 440

Г. Фрибе
Любительский магнитофон с батарейным питанием 442

Бернгард Маше
Демонстрационная модель на декатроне Z 572 S и на лампе цифрового отсчета Z 560 M 444

Г. Мендель
Квазикомплементарный усилитель мощности 446

Новые книги 448

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspostämter
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 418

Ing. D. Leffler
Electronic Measuring Instruments Constructed According to the Structural Unit System 419

Dipl.-Phys. Kurt Günther and Dr. Günther Weißbach
Difference Amplifiers 421

Dipl.-Ing. W. Kötitz
Radio Remote Control Equipment UFT 501 423

Stereo Decoder Containing Interesting Circuit Details 426

Ing. W. Rudolph
Stabilized Voltage Sources Based on the Structural Unit System 429

K. Sturm
Tube Informations 25 Endicon Tubes 431

Repair Practice 433

Gain Control of Transistors in VHF/UHF Tuners 435

E. Bottke
Complementary Transistors for Output Stages 438

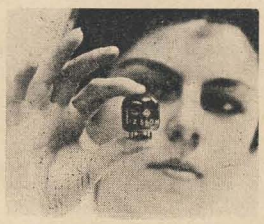
Günter Schiessl
A Practical Measuring Arrangement for Recording Static Transistor Characteristics 440

H. Friebe
Tape Recorder with Battery Power Supply 442

Bernhard Masche
Demonstration Model Containing the Decade-Counting Tube Z 572 S and the Number-Indicating Tube Z 560 M 444

G. Mendel
A Quasi-Complementary Power Amplifier 446

Technical Books 448



Titelbild:

Eine interessante Anwendung von Ziffern-Anzeigeröhren finden Sie auf Seite 444.

Foto: Zentralbild

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich möchte versuchen, das ostdeutsche Fernsehprogramm zu empfangen. Würden Sie mir bitte mitteilen, welcher Sender (Kanal) dafür in Frage kommen würde, und mit welcher Feldstärke ich hier ungefähr rechnen könnte.

N. N., Schwäbisch-Hall

An Ihrem Wohnort ist die Empfangsmöglichkeit für Sender des Deutschen Fernsehfunks fraglich. Nach dem „Internationalen Handbuch für Rundfunk und Fernsehen" (herausgegeben vom Hans-Bredow-Institut, Hamburg) verläuft die Grenze des Empfangs für den Sender Inselsberg (Kanal 5) etwa entlang der Linie Frankfurt – Darmstadt – Würzburg – Nürnberg – Weiden. Feldstärkewerte sind nirgends angegeben. Sie sind auch rechnerisch nur sehr ungenau zu ermitteln; das gesamte Gelände zwischen dem Inselsberg und Schwäbisch-Hall ist hügelig, und außerdem spielt Ihre Wohnlage eine große Rolle. Auf alle Fälle werden Sie einen großen Antennenaufwand treiben müssen, um – wenn überhaupt – ein brauchbares Bild empfangen zu können.

*

Betr.: Ihre Zeitschrift 11 (1962), H. 21, S. 679 bis 681, Transistor-RC-Generator mit Wien-Brücke

Zu der angegebenen Schaltung auf Seite 680 – Bild 3 – habe ich folgende Fragen, um deren Beantwortung ich bitte:

1. Welche Diodentypen sind für D_1 und D_2 geeeignet?
2. Liegt die Größenordnung für die Kondensatoren $C_3 \cdots C_6$ bei μF oder muß das nF heißen?
3. Besteht die Möglichkeit, durch einen am Ausgang angeschlossenen Spannungsteiler die Ausgangsspannung um den Faktor 10^{-1}, 10^{-2} und 10^{-3} abzuschwächen? (Analog der Schaltung in 12 (1963), H. 11, S. 348, Bild 3).

A. M., Riesa 5

Zu Ihren Fragen:

1. Die Diodentypen sind völlig unkritisch. Jede Universaldiode (OA 625, OA 645, OA 665 usw.) funktioniert, beide Dioden sollen möglichst gleich sein.

2. Die Größenordnung der Kondensatoren C_3 bis C_6 muß lt. Schaltbild „μF" (Mikrofarad) heißen. Wir sehen keinen Grund, diese Angabe anzuzweifeln.

3. Sie können ohne weiteres hinter den Tongenerator einen Spannungsteiler schalten.

*

Betr. Reparaturunterlagen zum Koffergerät „Stern 3"

Nach einigen vergeblichen Versuchen, solche Unterlagen beim Werk oder im Handel zu bekommen, wende ich mich an Sie. Ich wäre sehr erfreut, wenn Sie mir in dieser Angelegenheit helfen könnten.

G. R., Crossen

Eine Beschreibung einschließlich Stromlaufplan des Gerätes „Stern 3" veröffentlichten wir in unserer Zeitschrift 12 (1963), H. 7, S. 195–198. Sollten Sie darüber hinaus Serviceunterlagen für dieses Gerät benötigen, so können wir Ihnen bei der Beschaffung leider nicht helfen. Derartige Unterlagen sind von den Herstellerwerken (in diesem Fall der VEB Stern-Radio Berlin) ausschließlich für Reparaturwerkstätten bestimmt.

. . . Mit welchen (Röhren-)Typen kann man folgende sowjetischen Röhren austauschen: 6 A 10, 6 Ж 8, 6 X 6 C? Oder welche sind annähernd ähnlich?

Eine Bitte habe ich noch. Vielleicht könnten Sie mal einen Beitrag über Regenerieren der Röhren bringen? Ich habe einige verbrauchte Röhren da. Dafür haben bestimmt noch mehr Bastler Interesse.

O. S., Riesa

Die sowjetische Röhre 6 A 10 ist dem amerikanischen Typ 6 SA 7 äquivalent. Dieser Typ wurde vor einigen Jahren im VEB Werk für Fernsehelektronik – frühere Bezeichnung „WF" oder „OSW" – hergestellt. Es ist möglich, daß im Handel noch Restposten dieser Röhre zu haben sind.

Die 6 Ж 8 entspricht der 6 SJ 7, die 6 X 6 C entspricht der 6 H 6 G; auch diese beiden Röhren wurden vom VEB Werk für Fernsehelektronik seinerzeit gefertigt.

Da wir im Jahre 1965 leben und nicht mehr im Jahre 1945, ist die Problematik des Regenerierens von Elektronenröhren an sich uninteressant – mit Ausnahme allenfalls bei Fernsehbildröhren, die bekanntlich sehr teuer sind. Wir haben nicht die Absicht, über das Regenerieren von Röhren etwas zu veröffentlichen und raten Ihnen, in einer Bücherei die Fachzeitschriften von vor etwa 20 Jahren nach diesem Thema zu durchblättern.

*

. . . In unserem Bastelzirkel tauchte die Frage auf, welchen Klirrfaktor (Kleinstwert) ein Mensch hören kann. Es tauchten so viele Ansichten darüber auf, daß uns einmal Ihre Meinung dazu interessiert.

G. B., Berlin 18

Der Kleinstwert des hörbaren Klirrfaktors ist von Mensch zu Mensch sehr verschieden, und er hängt außerdem von der Art der gehörten Schallinformation ab. Unter günstigsten Voraussetzungen (die man bei solchen Aussagen annehmen muß) beim Hören reiner Sinusschwingungen kann man folgende Richtwerte für den kleinsten noch hörbaren Klirrfaktor annehmen:

einige % bei Frequenzen unter 100 Hz
1 · · · 2% bei 100 Hz
0,1 · · · 0,2% bei hohen und höchsten Frequenzen

Das sind Bestwerte. Sie gelten auch dann nur für reine Sinusschwingungen. Bei Musik sind die entsprechenden Werte größer – je nach der Art der Musik – und bei Sprache sogar wesentlich größer. Vergleichen Sie dazu die Klirrfaktorwerte von Sendern:

3 · · · 4% bei AM-Rundfunksendern, mittleren Frequenzen und hundertprozentiger Modulation
1% bei FM-Sendern, 75 kHz Hub
10 · · · 15% bei kommerziellen Telefoniesendern

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

Tandel – ein nichtlineares dielektrisches Element ●

Bauanleitung: Ein einfacher Oszillograf ●

Ein transistorisiertes elektronisch stabilisiertes Miniatur-Hochspannungsgerät ●

Elektronischer Zeitschalter für Zeiten von 1 Sekunde bis etwa 5 Minuten ●

Transistor-Mehrbereichs-Fernsehtuner ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Die diesjährige Leipziger Herbstmesse** findet vom 5. bis 12. September statt.

▼ **Nur 20 Sekunden** dauert die durch Knopfdruck ausgelöste Frequenzänderung im Bereich von 3,95 MHz bis 26,5 MHz bei dem neuen Collins-250-kW-Kurzwellensender 821 A-1. Die gleiche Umschaltzeit nennt die amerikanische Firma Continental Electronics für den 250-kW-Kurzwellensender 419 B, hier begrenzt auf zehn voreingestellte Frequenzen.

▼ **Eine neue Fernsehumlenkanlage** wurde in Kriebethal, Bezirk Karl-Marx-Stadt, in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 9; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Eine 5000 km lange Fernsehrelaisstrecke** entsteht gegenwärtig zwischen Moskau und den Hauptstädten der Mittelasiatischen Unionsrepubliken Taschkent, Alma Ata, Frunse und Dushanbe. Sie ist Teil eines Projekts, nach dem in den nächsten Jahren in der UdSSR ein Gebiet von 22 Millionen Quadratkilometern mit einem engmaschigen Fernsehnetz überzogen werden soll.

▼ **Ein Kooperationsvertrag** wurde zwischen dem polnischen Außenhandelsministerium und einer zu diesem Zweck gegründeten Arbeitsgemeinschaft Krupp-Grundig auf der Messe in Poznan abgeschlossen. Danach werden in Polen Tonbandgeräte in Lizenz der Firma Grundig hergestellt.

▼ **Radar in Verbindung mit industriellem Fernsehen** findet seit einiger Zeit in Großbritannien zur Navigationsschulung Verwendung. In einer Navigationsschule in Hull in Nordostengland wurde ein Marconi-Marine-Radiolocator IV mit einem 228-mm-Panorama-Anzeigegerät zum Zwecke der Radarschulung installiert. Eine Marconi-V 322-Fernsehkamera ist mit einem 683-mm-Fernsehempfänger gekoppelt, der sich in einem großen Saal zwei Stockwerke tiefer befindet. Das von 228 mm auf 683 mm Durchmesser vergrößerte Radar-„Bild" kann von vielen Schülern gleichzeitig gesehen werden.

▼ Mit industriellem Fernsehen und anderen elektronischen Hilfsmitteln wird im Kohlenbergwerk Steetley in der Nähe von Worksop, England, der **Kohletransport unter Tage** seit kurzem automatisch und fernkontrolliert abgewickelt. Damit bewältigen jetzt 18 Personen die Arbeit, für die vorher 39 Arbeitskräfte erforderlich waren.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 3, 4 und 5 (1965) entnahmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellungen zu bestellen.

Literatur über Laser
(DK: 535.3:535.891:608.3).
Lit.-Nr.: 7/65. Titelanzahl: 137 (30 S.).
Mit Annotationen. Berichtsz.: 1958–64.
Nur Patente.
Hrsg.: Universitätsbibliothek. TWA.
69 Jena, Goetheallee 6.

Literatur über das kontaktlose elektronische Steuerungssystem „TRANSLOG" (DK: 62-523.8).
Lit.-Nr.: 8/65. Titelanzahl: 14 (3 S.).
Mit Annotationen. Berichtsz.: 1962–65.
Hrsg.: Universitätsbibliothek. TWA.
69 Jena, Goetheallee 6.

Literatur über die subjektive Bildgütebeurteilung beim Fernsehen
(Nachtrag 1) (DK: 621.397.8:53.087.2).
Lit.-Nr.: 11/65. Titelanzahl: 13 (4 S.).
Mit Annotationen. Berichtsz.: 1959–63.
Hrsg.: Universitätsbibliothek. TWA.
69 Jena, Goetheallee 6.

Literatur über Datenverarbeitung mit Hilfe von elektronischen Rechenmaschinen.
Lit.-Nr.: 12/65. Titelanzahl: 40.
Berichtsz.: 1951–64.
Nur Monographien.
Hrsg.: Hochschule f. Verkehrswesen „Friedrich List". Bibliothek.
8027 Dresden, Hettnerstraße 3.

Verzeichnis laufender wissenschaftlicher Zeitschriften zur Fernsehtechnik.
Lit.-Nr.: 86. Titelanzahl: 106 (8 S.).
Hrsg.: Bücherei d. Bergakademie.
92 Freiberg, Nonnengasse 22.

Literatur über den Nachrichtenweitverkehr auf Hohlleitern, insbes. Wellenausbreitung der H_{01}-Welle im Rundhohlleiter
(DK: 621.372.81.09; 621.372.823; 621.372.823.2).
Berichtsz.: 1954–64.
Hrsg.: Techn. Universität. Bibliothek/TWA. 8027 Dresden, Mommsenstr. 7.

Literatur über selektive induktive Personenrufanlagen (DK: 654.938).
Titelanzahl: 18 (3 S.).
Berichtsz.: 1958–64.
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7020 Leipzig, Melscher Straße 7.

Verzeichnis deutsch-englischer und englisch-deutscher Wörterbücher der Elektrotechnik einschl. Elektronik und Funktechnik
Lit.-Nr.: 29/65. Titelanzahl: 46 (7 S.).
Berichtsz.: 1947–64.
Hrsg.: Deutsche Bücherei. Abt. Auskunft. 701 Leipzig, Deutscher Platz.

Literatur über die Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Bauelementen und Geräten
(DK: 621.3.004.17; 621.3.04.004.17, 621.3.049.7.004.17; 621.38.004.17).
Titelanzahl: 109 (15 S.). Berichtsz.: 1960–64.
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Straße 7.

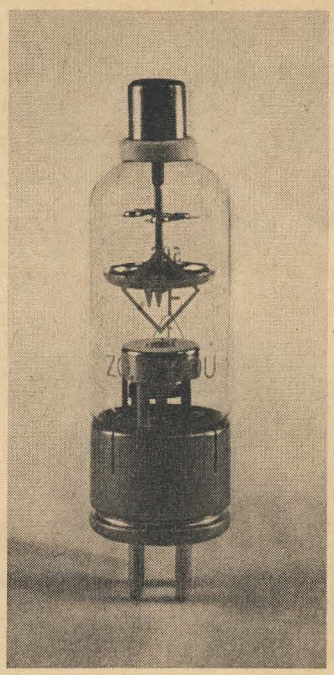
ABC – Elektronischer Messung

„ABC – Elektronischer Messung" nennt sich ein Meßgerätekompendium, das der VEB Meßelektronik Berlin herausgibt. Es soll auf folgende Fragen Antwort geben:
1. Wo ist zu messen?
2. Was ist zu messen?
3. Womit ist zu messen?

Die Meßanordnungen sind als vereinfachte Darstellungen, die einen rein informatorischen Charakter haben, anzusehen. Abbildungen der Meßgeräte sind in einem Bildteil enthalten. Verständlicherweise kann dieses Nachschlagewerk nicht alle Meßanordnungen, die in der Praxis möglich sind, aufzeigen. Dem Meßtechniker, Ingenieur und Wissenschaftler wird es jedoch für die Auswahl und den Einsatz elektronischer Meßgeräte von gutem Nutzen sein.

Neue Röhre von WF

Im VEB Werk für Fernsehelektronik wurde Ende April 1965 die neuentwickelte gasgefüllte Leistungsschaltröhre Z 0,7/100 U mit kalter Katode in die Fertigung übergeleitet.

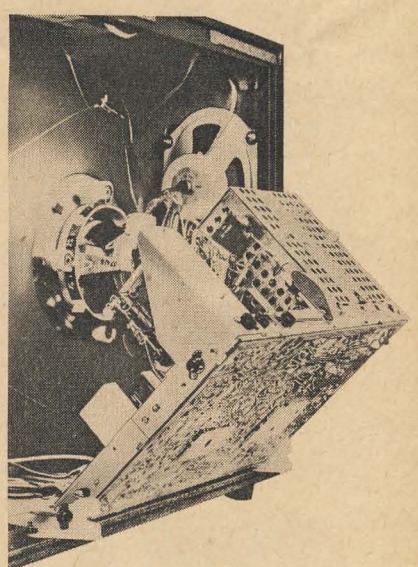


Leistungsschaltröhre Z 0,7/100 U vom VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Die Röhre arbeitet im Gebiet der selbständigen Bogenentladung und gestattet die Schaltung von Impulsströmen bis zu 100 A bei Dauerströmen von etwa 3 A_{eff}.
In Gemeinschaftsarbeit mit dem VEB LEW Henningsdorf wurde parallel dazu ein universell verwendbarer Schaltbaustein entwickelt. Diese Bausteine in gedruckter Schaltung werden vorwiegend in Schweißmaschinen-Steueranlagen eingesetzt, die in dieser Ausführung zu den modernsten Anlagen gehören.

Westinghouse-Brennstoffzellen speisen Fernsehempfänger mit Energie direkt aus der Kohle

In den Forschungslaboratorien der Westinghouse Company wird ein normales Fernsehgerät unmittelbar aus einer Handvoll Kohlenstaub betrieben.
Das Experiment dient zur Vorführung einer 100-W-Versuchsanlage, die die in der Kohle enthaltenen Gase unmittelbar in Elektrizität umwandelt.
Die Versuchsanlage besteht aus einer Batterie von 400 Brennstoffzellen in Fingerhutgröße und einem chemischen Reaktor zur Erzeugung flüchtiger Gase aus der ihm zugeführten Kohle. Reaktor und Batterie arbeiten bei einer Temperatur von 982 °C. Diese hohe Temperatur wird als günstigste Bedingung für den Betrieb einer Brennstoffzellenanlage angesehen, die mit gewöhnlicher Luft natürliche kohlenhaltige Brennstoffe, wie z. B. Kohle, Öl, Holz und Erdgas, verbrennen kann.
Die 400 Hochtemperatur-Brennstoffzellen sind kleine Keramikzylinder, die elektrisch und mechanisch in der Weise miteinander verbunden sind, daß ihre Enden wie winzige Entwässerungsplatten ineinander gleiten. Der elektrische Kontakt wird durch Metallelektroden hergestellt, mit denen die Zylinderinnen- und -außenseiten belegt sind.
Die Keramik enthält einen festen elektrolytischen Stoff, der es ermöglicht, die Brennstoffzellen ganz aus festem Material herzustellen, wodurch die in vielen Abarten verwendeten Flüssigkeiten und pastenförmigen Chemikalien in Fortfall kommen. Außerdem ermöglicht er geschlossene Bauweisen mit großer Leistungsabgabe für ein gegebenes Volumen und Gewicht der Zelle.
Die Zellen, die in 20 Gruppen zu je 20 Stück angeordnet sind, sind elektrisch so miteinander verbunden, daß sie zwei Parallelanordnungen von je 200 in Reihe geschalteter Zellen bilden. Bei den Laboratoriumsversuchen gab die Zellenbatterie eine um 15% höhere Leistung ab als den im Entwurf vorgesehenen Wert von 100 W (100 V bei 1 A Stromstärke).
Bei den der Kohle im Reaktor entzogenen Gasen handelt es sich hauptsächlich um Wasserstoff und Kohlenmonoxid, die sich bei der Reaktion von Dampf und Kohlendioxid mit der heißen Kohle in der Anlage bilden. Das Gasgemisch strömt dann zur Brennstoffzellenbatterie. In der Batterie strömen die Gase durch die röhrenförmige Brennstoffzellenanordnung nach oben und kommen hier mit dem negativen Pol (Katode) der Zellenkombination in Berührung. Gleichzeitig strömt erwärmte Luft nach oben um die Außenflächen der Zellen, wo sich der positive Pol (Anode) befindet. Durch den Sauerstoff der Luft werden die Elektronen von der Anodenoberfläche fortbewegt und heften sich an die Atome der Sauerstoffmoleküle, wobei negativ geladene Ionen gebildet werden. Die Ionen wandern durch den festen Elektrolyten hindurch und sammeln sich an der negativen Elektrode, wo sie sich mit den Atomen der Brennstoffgase verbinden und die Elektronen freisetzen, die an der Anodenelektrode der Zelle aufgenommen wurden. Eine derartige Elektronenbewegung stellt einen elektrischen Strom dar.
Zur Erhaltung der Temperatur von 982 °C wird die Brennstoffelementenbatterie in einem erwärmten Ofen untergebracht. Brennstoffzellenanlagen von mehreren kW sind in der Lage, genügend Wärme zu erzeugen, um diese Betriebstemperatur ohne Wärmezufuhr von außen aufrecht zu erhalten.



Fernsehchassis werden in Westdeutschland teilweise wieder waagerecht angeordnet. Für den Service wäre dies nicht so günstig wie das Vertikalchassis; das Chassis hier im Bild kann jedoch nach hinten aus dem Gehäuse herausgezogen und auf einer Kunststoffschiene hochgeklappt arretiert werden. Die Leiterplatte ist auf diese Weise für Meßzwecke leicht zugänglich. Das Chassis hier im Bild stammt aus einem Graetz-Fernsehgerät der „Markgraf"-Reihe.
(Graetz-Werkfoto)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. JULIHEFT 14 1965

Elektronische Meßgeräte nach dem Baukastensystem

Ing. D. LEFFLER

Allgemeines

Entwicklung und Produktion des Industriezweiges Nachrichten- und Meßtechnik stehen vor der Aufgabe, den ständig steigenden Anforderungen der Volkswirtschaft gerecht zu werden. Das gilt insbesondere für den Bereich Meßtechnik, da durch die rasche Einführung der Elektronik in verschiedenen Industriezweigen (z. B. Maschinenbau, Chemie-Industrie, Datenverarbeitung und Büromaschinen) neue Aufgabengebiete für die Meßtechnik entstehen.

Es ist bekannt, daß die Meßgeräteherstellen vor einer schwierigen Situation stehen: Die Entwicklung und die technische Vorbereitung der Produktion komplizierter Meßgeräte bedingen einen ganz erheblichen Aufwand, andererseits setzt aber die überwiegend durchzuführende Kleinserien- oder gar Einzelfertigung in fertigungstechnischer und ökonomischer Hinsicht von vornherein sehr enge Grenzen. Durch konsequente Einführung eines Baukastensystems für transportable Nachrichtengeräte und elektronische Meßgeräte [2] ist es dem Industriezweig nun auch unter den genannten Bedingungen möglich, schneller zu entwickeln und rationeller zu produzieren. Vorliegender Beitrag soll einen Überblick über dieses System und anhand eines Beispieles einen Eindruck von der Leistungsfähigkeit der Meßgeräteindustrie bei seiner Anwendung vermitteln. (Ausführliche Darlegung der Grundgedanken zum Baukastensystem für Meßgeräte siehe [6]).

Grundlagen des Baukastensystems für Meßgeräte

Mechanisches Baukastensystem (MBKS)

Das MBKS entspricht einem universellen und in hohem Maße variablen Konstruktionsprinzip [2]. Die Grundelemente sind weitestgehend standardisiert [1] und werden von Spezialbetrieben gefertigt, so daß alle Vorzüge einer spezialisierten Fertigung zur Auswirkung kommen.

Die einzelnen Bausteine werden in gedruckter Schaltung hergestellt und besitzen Steck- oder Lötanschlüsse [3]. Die konstruktiven Standardausführungen sind

Kartenbausteine,
Plattenbausteine,
und Kassettenbausteine.

(Bezüglich Definition und Ausführung der Bausteine wird auf [2] verwiesen.)

Diese Bausteine werden unter Verwendung standardisierter Bauteile, wie Schienen, Verbindungs-, Führungs-, Anschluß-, Schirm- und Sicherungsteile [1] auf der Grundlage eines Rastermaßes zu Baugruppen zusammengefügt, und diese wiederum können (z. B. auch gemeinsam mit Baugruppen individueller Bauweise) schließlich zum Gerät kombiniert werden.

Durch Mitlieferung eines Adapterbausteines zu jedem Gerät ist auch im betriebsfähigen Zustand gute Zugänglichkeit aller Bausteine gesichert (Service).

Zum organisatorischen und technologischen Ablauf ist insbesondere hervorzuheben, daß alle Bausteine nach dem MBKS zeichnungsmäßig in einem besonderen Nummernkreis festgelegt und z. B. im VEB Funkwerk Erfurt unabhängig vom eigentlichen Gerät als Lagerauftrag produziert werden.

Die Bausteinprüfung erfolgt mit halbautomatischen Prüfeinrichtungen.

Bild 1 zeigt als Beispiel das vom VEB Funkwerk Erfurt produzierte EFA – Prüfgerät Typ 8601 (Prüfgerät zum elektronischen Fakturierautomaten 381 des VEB Büromaschinenwerk Sömmerda) mit entsprechender Bezeichnung der Teile und Gruppen. Bild 2 zeigt einen Kartenbaustein des Gerätes, Bild 3 den Netzteil in Form eines Plattenbausteines. Bild 4 (Montageplatte nach vorn gekippt) demonstriert die Zugänglichkeit aller funktionswichtigen Bauteile für den Service auch im betriebsfähigen Zustand. Bild 5 zeigt die Gesamtansicht des Gerätes im Gehäuse nach TGL 200–7094 [4].

Das Gerät wurde vom VEB Funkwerk Erfurt für die Büromaschinenindustrie vom Funktionsmuster (K 2) bis zur Aufnahme der Serienproduktion im Zeitraum von nur 3 Monaten entwickelt.

Elektrisches Baukastensystem (EBKS)

Zur beschleunigten Einführung des MBKS werden im Rahmen des elektrischen Baukastensystems (EBKS) Typenreihen bestimmter elektronischer Grundschaltungen festgelegt. Unter Leitung der VVB Nachrichten- und Meßtechnik werden alle Bausteine, die auch der Schaltung nach wiederholt angewendet werden können, in einem „Katalog elektronischer Bausteine" [5] systematisch erfaßt und den Betrieben bekanntgegeben (z. B. Anzeige-, Regel-, Stromversorgungsteile, Verstärker, Dekaden, Festoszillatoren, usw.).

Neuentwicklungen der einzelnen Betriebe werden bereits im Entwicklungsstadium berücksichtigt und in Form vorläufiger Katalogblätter publiziert, so daß Doppelentwicklungen weitgehend vermieden werden und bei Neuentwicklungen in steigendem Umfang auf bereits vorhandene Bausteine und Schaltungselemente zurückgegriffen werden kann.

Die einzelnen Betriebe sind verpflichtet, solche vorhandenen Bausteine bei Neuentwicklungen anzuwenden. Stehen ihrem Einsatz technische oder ökonomische Gründe entgegen, ist das in jedem Fall im Eröffnungsantrag des betreffenden Planthemas nachzuweisen.

Standardisierte Einschübe und Gehäuse

Die Vorteile des Baukastensystems kommen dadurch noch mehr zur Geltung, daß es eine Standardreihe für Geräteeinschübe und Gehäuse [4] gibt. Dieser Komplex gehört nicht unmittelbar zum Baukastensystem.

Bild 5 läßt die moderne und zweckmäßige Ausführung der Normgehäuse erkennen, die in Zusammenarbeit mit Industrie-Formgestaltern entwickelt wurden.

Auch hier ergeben sich für den Anwender alle Vorzüge der Standardisierung und

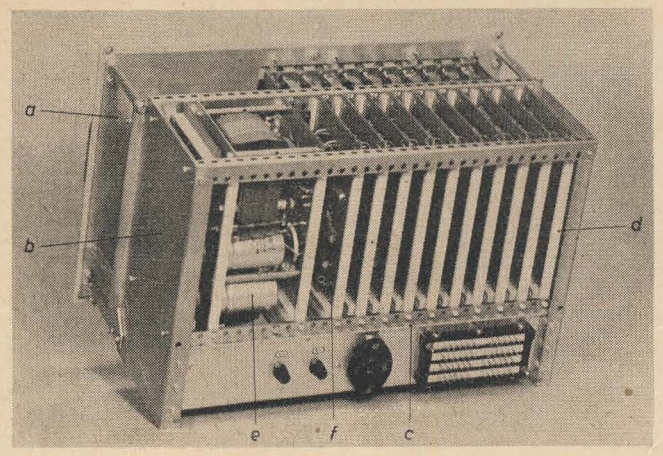


Bild 1: EFA-Prüfgerät Typ 8601
a Montageplatte, vollständig
b Bausteinteil
c Profilschiene
d Gleitschiene
e Plattenbaustein
f Kartenbaustein

1. Erhebliche Verkürzung der Entwicklungszeiten, Einsparung an Entwicklungskosten von etwa 20–30%;
2. universeller Einsatz von Bauteilen, Bausteinen und Bausteingruppen, damit erhöhter Standardisierungsgrad der Geräte bis zu 90%;
3. moderne, übersichtliche und servicegerechte Konstruktionen;
4. Verringerung des Betriebsmittelaufwandes um 40–80%;
5. erhebliche Steigerung der Arbeitsproduktivität durch rationelle und spezialisierte Fertigung;
6. Möglichkeit der halb- und vollautomatischen Funktionsprüfung der Bausteine.

Spezialisierung durch zentrale Fertigung der Gehäusereihe.
Das Gesamtbild wird schließlich abgerundet durch eine einheitliche, moderne Farbgebung der Frontplatten und Gehäuse im Industriezweig. Der Gesamtkomplex der Bedienelemente (Griffe, Drehknöpfe, Tasten, usw.) wird ebenfalls diesbezüglich überarbeitet.

Anwendung und Vorzüge des Baukastensystems für Meßgeräte

Die bisher erwähnten Beispiele geben nur einen bescheidenen Eindruck der Anwendungsmöglichkeiten des Baukastensystems. Folgende Angaben des VEB Funkwerk Erfurt mögen daher das Bild etwas abrunden: Hier wird das Baukastensystem z. Zt. bei etwa 30 neuentwickelten Meßgeräten angewendet, wobei die einzelnen Geräte zu 30% (HF-Geräte) bis 95% (digitale Geräte) aus Bauteilen des Baukastensystems bestehen.
In diesem Rahmen wurden gleichzeitig bisher 80 Karten- und Plattenbausteine entwickelt, von denen einige selbständige Erzeugnisse (Typen) darstellen (z. B. Impulsgeber, Speicherdekaden, Verstärker, Impulsformer, usw.).
Es ist weiterhin zu erwähnen, daß auch ausgesprochene HF-Geräte (z. B. Meßgeneratoren, Verlustfaktormeßgeräte usw.) nach dem Baukastensystem in der sogenannten Gemischtbauweise entwickelt werden.

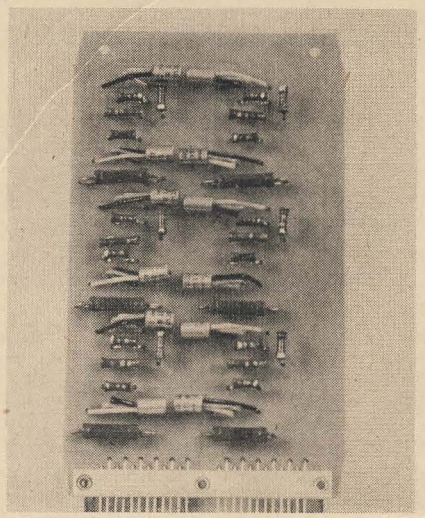


Bild 2: Kartenbaustein des Prüfgerätes 8601

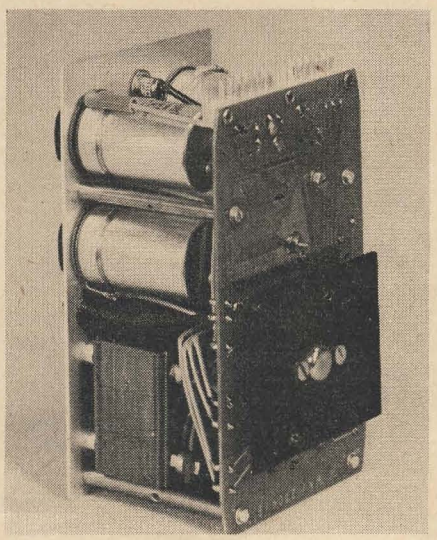


Bild 3: Plattenbaustein des Prüfgerätes 8601 (Netzteil)

Im vorliegenden Rahmen ist es leider nicht möglich, auf die zahlreichen interessanten konstruktiven Varianten näher einzugehen.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß das Baukastensystem bei der Entwicklung, der Konstruktion und der Fertigung von Meßgeräten wesentliche Vorteile bietet, von denen als wichtigste genannt seien:

Mehrere Arbeitsgruppen des Instituts für Nachrichtentechnik (INT) der VVB RFT Nachrichten- und Meßtechnik koordinieren die Arbeiten, die im Zusammenhang mit der Einführung des Baukastensystems für die einzelnen Anwendungsgebiete entstehen.
Nach Ermittlungen des INT wurde durch die Anwendung des Baukastensystems bisher ein beträchtlicher volkswirtschaftlicher Nutzen erzielt.

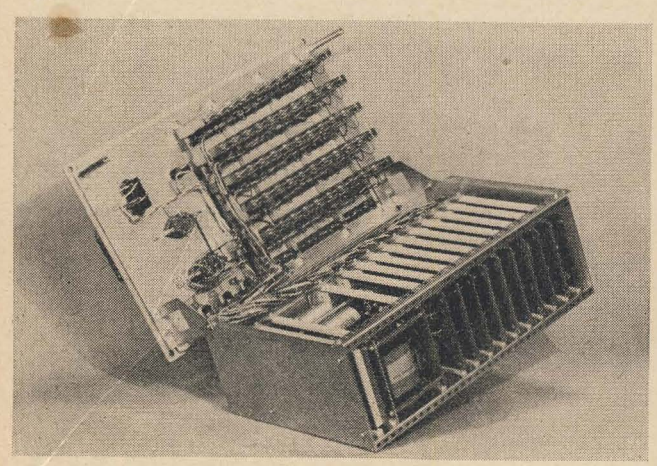


Bild 4: Prüfgerät 8601 mit nach vorn gekippter Montageplatte

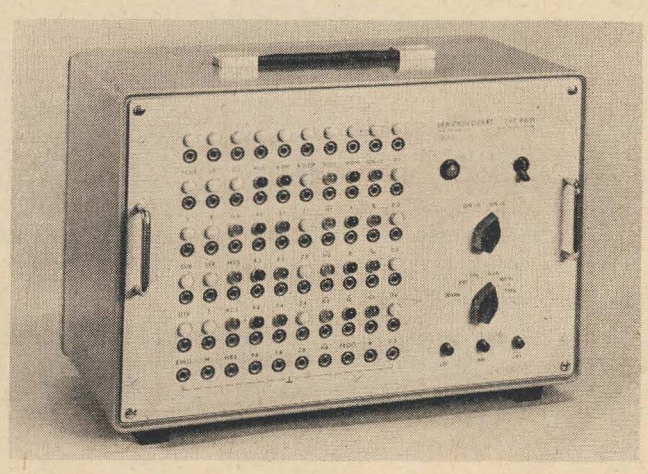


Bild 5: Gesamtansicht des Prüfgerätes 8601

Differenzverstärker

Dipl.-Phys. KURT GÜNTHER und Dr. GÜNTHER WEISSBACH

Verstärkerschaltungen, deren Ausgangssignal linear von der Differenz zweier Eingangsspannungen abhängt, werden als Differenzverstärker bezeichnet. Sie haben in elektromedizinischen Geräten, in Meß- und Regelschaltungen und in elektronisch stabilisierten Netzgeräten eine vielfache Anwendung gefunden, da es mit ihnen gelingt, Spannungen zu unterdrücken, die auf beide Eingänge gleichstark wirken (Brumm- und Störspannungen, Heizspannungsänderungen u. a.).

Differenzverstärker mit einem Röhrensystem

Als einfachste Differenzverstärkerschaltung kann eine Triode (Bild 1) dienen, wenn das eine Signal U_{e1} am Gitter, das zweite Signal U_{e2} an der Katode liegt. Das Ausgangssignal U_{aus} hängt hauptsächlich von der Differenz der Eingangsspannungen ($U_{e1} - U_{e2}$) ab. Die Berechnung soll in dieser Arbeit nur für Wechselspannung ausgeführt werden.
Aus der elementaren Beziehung

$$I_a = S \cdot U_g + S \cdot D \cdot U_a \qquad (1)$$

mit

$$U_g = U_{e1} - U_{e2}$$

und

$$U_a = U_{aus} - U_{e2} = -I_a \cdot R_a - U_{e2}$$

folgt

$$I_a = S\,(U_{e1} - U_{e2} - D \cdot I_a \cdot R_a - D \cdot U_{e2})$$

Nach kurzer Zwischenrechnung mit der Barkhausengleichung

$$S \cdot R_i = \mu = \frac{1}{D} \qquad (2)$$

ergeben sich die Gleichungen

$$I_a = \frac{S \cdot R_i}{R_i + R_a}\,(U_{e1} - U_{e2} - D \cdot U_{e2})$$

$$I_a = \frac{1}{2\,(R_i + R_a)}$$

$$[(2\mu + 1)\,U_{e1} - (2\mu + 1)\,U_{e2} - U_{e1} - U_{e2}]$$

Für die Ausgangsspannung folgt dann

$$-I_a \cdot R_a = U_{aus} = -\frac{(2\mu + 1)\,R_a}{2\,(R_i + R_a)} \cdot \left[(U_{e1} - U_{e2}) - \frac{U_{e1} + U_{e2}}{2\mu + 1}\right] \qquad (3)$$

In dieser Gleichung erscheint die Differenzspannung $U_D = U_{e1} - U_{e2}$ und die Summenspannung $U_G = U_{e1} + U_{e2}$. Das Ausgangssignal kann man sich dann aus

$$U_{aus} = V_D \cdot U_D + V_G \cdot U_G \qquad (4)$$

zusammengesetzt denken. Dabei ist V_D die sog. Differenzverstärkung und V_G die sog. Gleichtaktverstärkung.
Die Differenzverstärkung V_D erhält man, wenn am Eingang keine Summen- oder Gleichtaktspannung (also $U_{e1} + U_{e2} = 0$), sondern eine reine Differenzspannung wirksam ist. Aus Gl. (3) folgt für die Differenzspannung

$$V_D = \frac{U_{aus}}{U_{e1} - U_{e2}} = -\frac{(2\mu + 1)\,R_a}{2\,(R_i + R_a)} \qquad (5)$$

für $U_{e1} = -U_{e2}$

Sind beide Eingangsspannungen gleich groß und gleichphasig ($U_{e1} = U_{e2}$), so ist die Differenzspannung gleich Null, und am Eingang wirkt eine reine Gleichtaktspannung $U_G = U_{e1} + U_{e2}$. Die Gleichtaktverstärkung V_G folgt dann ebenfalls aus den Gln. (3) und (4)

$$V_G = \frac{U_{aus}}{\frac{1}{2}\,(U_{e1} + U_{e2})} = \frac{R_a}{R_i + R_a} \qquad (6)$$

für $U_{e1} = U_{e2}$

Außer den beiden Grenzfällen $U_D = U_{e1} - U_{e2}$ und $U_G = U_{e1} + U_{e2}$ wird das Ausgangssignal des Differenzverstärkers stets nach Gl. (4) berechnet.
Das Verhältnis der Beträge von Differenzverstärkung und Gleichtaktverstärkung heißt Gleichtaktunterdrückung G.

$$G = \frac{|V_D|}{|V_G|} \qquad (7)$$

Die Gleichtaktunterdrückung G gibt also an, um wieviel mal mehr die Differenz der Eingangsspannungen verstärkt wird, als ein auf beide Eingänge gleichphasig wirkendes Signal. Beim einfachen Differenzverstärker mit einer Triode ist die Gleichtaktunterdrückung

$$G = \frac{2\mu + 1}{2}$$

maximal etwa 100. Eine Differenzspannung zwischen den Eingängen von 10 mV erzeugt also an der Anode der Triode dieselbe Wirkung wie eine gleichphasige Änderung der Spannungen an beiden Eingangspolen um 1 V. Dieser Wert von $G \approx 100$ genügt aber den meisten Anforderungen, die an Differenzverstärker gestellt werden, nicht. Ein weiterer Nachteil der Verstärkerschaltung nach Bild 1 besteht darin, daß die Eingangsimpedanz am Gitter zwar genügend hoch, an der Katode aber nur sehr klein ist.

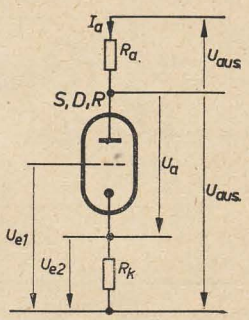


Bild 1: Einfacher Triodendifferenzverstärker

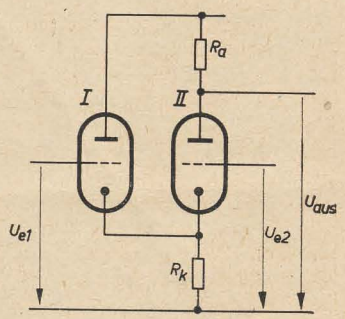


Bild 2: Unsymmetrischer Differenzverstärker

Unsymmetrischer Differenzverstärker

Um zwei Eingänge mit hoher Eingangsimpedanz zu erhalten, schaltet man dem einfachen Triodendifferenzverstärker nach Bild 1 einen Katodenfolger als Impedanzwandler vor (Bild 2). Der Katodenfolger (System I) besitzt bei hoher Eingangsimpedanz eine sehr niedrige Ausgangsimpedanz, so daß eine Ankopplung an die Katode des nachfolgenden Systems II möglich ist.
Differenzverstärker werden meist mit Doppeltrioden (ECC 83, ECC 81) aufgebaut. In der Berechnung der Schaltung wird vereinfachend $\mu_1 = \mu_2$ und $R_{i1} = R_{i2}$ angenommen. Um gleiche Arbeitspunkte der Röhrensysteme I und II zu erhalten, wird auch für System I ein Anodenwiderstand eingeschaltet, jedoch wird die Anode über einen Kondensator C für Wechselspannungen an Masse gelegt (Bild 3).
Die Verstärkung des unsymmetrischen Differenzverstärkers folgt wieder aus Gl. (1). Es gelten die Gleichungen

$$I_{a1} = S\,[U_{e1} - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k\,(1 + D)] \qquad (8)$$

$$I_{a2} = S\,[U_{e2} - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k\,(1 + D) - I_{a2} \cdot R_a \cdot D] \qquad (9)$$

Literatur

[1] TGL 200–0594 Entw. Sept. 64, „Bauteile für mechanisches Baukastensystem." (Zentralstelle für Standardisierung der VVB RFT Nachrichten- und Meßtechnik)

[2] RFT – NM 100.010, Entw. August 64, „Konstruktionsrichtlinie, Mechanisches Baukastensystem für transportable Nachrichtengeräte und elektronische Meßgeräte." (VVB RFT Nachrichten- und Meßtechnik)

[3] TGL 200 – 3604, Entw. Mai 64, „Steckverbinder bis 3 MHz über 3 Kontakteinheiten, Steckkontaktleisten für gedruckte Schaltungen." (Zentralstelle für Standardisierung der VVB RFT Bauelemente- und Vakuumtechnik)

[4] TGL 200 – 7094 Bl. 3 Entw. Juni 64, „Kastengeräte mit Schraubbefestigung – Gehäuse".

[5] RFT – NM 045.001 (VVB-Richtlinie) „Katalog elektronischer Bausteine des Industriezweiges Nachrichten- und Meßtechnik."

[6] Kutzsche, W.: Die Vorteile der Bausteintechnik bei der Entwicklung und Fertigung elektronischer Meßgeräte, Nachrichtentechnik 14 (1964), H. 2, S. 41···47.

[7] Iffarth, K. und Schnabel, G.: Ein Baukastensystem für den Versuchs- und Laboraufbau elektronischer Baugruppen und Geräte, Nachrichtentechnik 14 (1964), H. 2, S. 53···58.

die miteinander addiert

$$I_{a1} + I_{a2} = \frac{S\,(U_{e1} + U_{e2} - I_{a2} \cdot R_a \cdot D)}{1 + 2\,S \cdot R_k\,(1 + D)} \quad (10)$$

Gl. (10) ergeben.
Die Subtraktion Gl. (8) von Gl. (9) ergibt

$$I_{a2} - I_{a1} = S\,(U_{e2} - U_{e1} - D \cdot I_{a2} \cdot R_a) \quad (11)$$

Durch Addition von Gl. (10) und Gl. (11) und nach einigen Zwischenrechnungen folgt Gl. (12) für die Ausgangsspannung

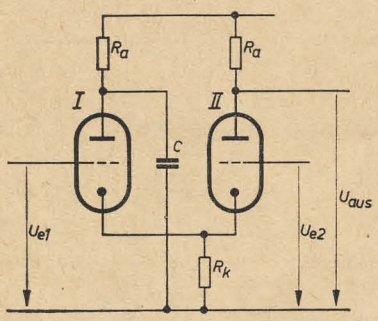


Bild 3: Unsymmetrischer Differenzverstärker für Wechselspannungen

U_{aus} des unsymmetrischen Differenzverstärkers

$$U_{aus} = -I_{a2} \cdot R_a = \frac{\mu \cdot R_a}{2\,R_i + R_a + \dfrac{R_a}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i}}} \left[(U_{e1} - U_{e2}) - \frac{(U_{e1} + U_{e2})}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i}}\right] \quad (12)$$

Aus Gl. (12) liest man die Differenzverstärkung

$$V_D = \frac{\mu \cdot R_a}{2\,R_i + R_a + \dfrac{R_a}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i}}} \quad (13)$$

und die Gleichtaktverstärkung

$$V_G = -2\,\frac{\dfrac{\mu \cdot R_a}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i}}}{2\,R_i + R_a + \dfrac{R_a}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i}}} \quad (14)$$

direkt ab und erhält für die Gleichtaktunterdrückung G

$$G = 0{,}5\left[1 + 2\,(\mu + 1)\frac{R_k}{R_i}\right] \quad (15)$$

Symmetrischer Differenzverstärker

Wird bei einem Differenzverstärker nach Bild 3 der Kondensator C fortgelassen, so erhält man den symmetrischen Differenzverstärker (Bild 4). Die Anodenwiderstände sind gleich groß, außerdem sollen für die Berechnung gleiche Röhrensysteme

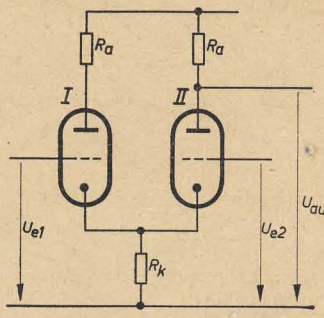


Bild 4: Symmetrischer Differenzverstärker

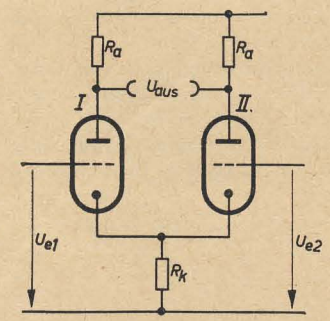


Bild 5: Symmetrischer Differenzverstärker mit symmetrischem Ausgang

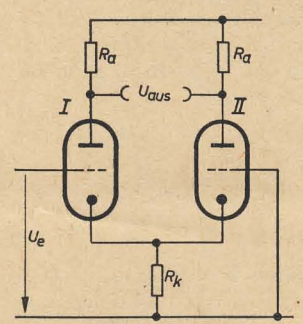


Bild 6: Symmetrierstufe

($\mu_1 = \mu_2$, $R_{i1} = R_{i2}$) vorausgesetzt werden. Mit dem Ansatz

$$I_{a1} = S\,[U_{e1} - D \cdot I_{a1} \cdot R_a - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k\,(1 + D)]$$

$$I_{a2} = S\,[U_{e2} - D \cdot I_{a2} \cdot R_a - (I_{a1} + I_{a2})\,R_k\,(1 + D)]$$

und ähnlichen Zwischenrechnungen wie für den unsymmetrischen Differenzverstärker erhält man Gl. (16)

$$U_{aus} = -I_{a2} \cdot R_a = \frac{\mu \cdot R_a}{2\,(R_i + R_a)}\left[(U_{e1} - U_{e2}) - \frac{(U_{e1} + U_{e2})}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i + R_a}}\right] \quad (16)$$

mit der Differenzverstärkung

$$V_D = \frac{\mu \cdot R_a}{2\,(R_i + R_a)} \quad (17)$$

und der Gleichtaktverstärkung

$$V_G = \frac{-2 \cdot \mu \cdot R_a\left[\dfrac{1}{1 + 2\,(\mu + 1)\dfrac{R_k}{R_i + R_a}}\right]}{2\,(R_i + R_a)} \quad (18)$$

Die Gleichtaktunterdrückung

$$G = \frac{1}{2}\left[1 + 2\,(\mu + 1)\frac{R_k}{R_i + R_a}\right] \quad (19)$$

ist somit kleiner als beim unsymmetrischen Differenzverstärker nach Gl. (15). Aus den Gln. (15) und (16) erkennt man, daß für die Verstärkung der Differenzspannung $U_{e1} - U_{e2}$ keine Gegenkopplung durch den Katodenwiderstand R_k wirksam ist. R_k soll im Interesse einer hohen Gleichtaktunterdrückung möglichst groß gemacht werden.
In der Schaltung des symmetrischen Differenzverstärkers nach Bild 4 war das Ausgangssignal U_{aus} unsymmetrisch gegen Masse an der Anode von System II abgenommen worden. Es ist jedoch möglich, ein erdsymmetrisches Signal zwischen den Anoden der Systeme I und II zu gewinnen (Bild 5). Wird nun ein Gitter (z. B. das von System II) des symmetrischen Differenzverstärkers an Masse gelegt und das Ausgangssignal zwischen den Anoden der Systeme I und II abgenommen (Bild 6), so gewinnt man mit dieser Modifizierung des Differenzverstärkers eine einfache Symmetrierstufe (unsymmetrischer Eingang am Gitter von System I, symmetrischer Ausgang zwischen den beiden Anoden). Außer der bisher betrachteten Anwendung des symmetrischen Differenzverstärkers zur Verstärkung von Wechselspannungen eignet er sich auch sehr gut zur Verstärkung von Gleichspannungen. Sehr oft werden symmetrische oder unsymmetrische Differenzverstärker in elektronisch stabilisierten Netzgeräten ange-

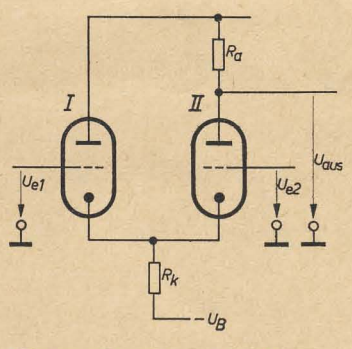


Bild 7: Differenzverstärker mit negativer Spannung an R_k

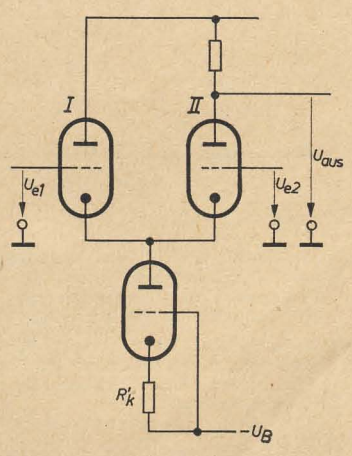


Bild 8: Differenzverstärker mit großem dynamischen Katodenwiderstand

wendet. An einem Gitter liegt die konstante Referenzspannung, am anderen Gitter ein Teil der zu regelnden Gleichspannung.

Vergrößerung der Gleichtaktunterdrückung

Um dem idealen Differenzverstärker mit einer unendlich großen Gleichtaktunterdrückung näher zu kommen, muß nach Gl. (15) bzw. Gl. (19) der Katodenwiderstand R_k sehr groß gewählt werden. Katodenwiderstände bis 1,5 MΩ sind gebräuchlich. Wegen des großen Gleichspannungsabfalls an R_k ist es jedoch erforderlich, an R_k eine große negative Spannung $-U_B$ (Bild 7) anzulegen. Mit der Doppeltriode ECC 83 und den Werten

$R_a = 500$ kΩ
$R_k = 1$ MΩ
$R_i = 62{,}5$ kΩ
$\mu = 100$

erhält man für den unsymmetrischen Differenzverstärker nach Gl. (15) $G \approx 1620$ und für den symmetrischen Differenzverstärker nach Gl. (19) $G \approx 180$. Einen sehr großen effektiven Katodenwiderstand bei vertretbarem Gleichspannungsabfall erhält man bei Verwendung einer Triode (oder eines Transistors) mit nichtüberbrücktem Katodenwiderstand R_k' als Katodenwiderstand R_k des Differenzverstärkers (Bild 8). Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt R_k etwa 10 MΩ. *McFee* hat eine Modifizierung des unsymmetrischen Differenzverstärkers vorgeschlagen (Bild 9), mit der theoretisch eine unendlich große und praktisch eine sehr beträchtliche Gleichtaktunterdrükkung erreicht wird (etwa 10^4). Für gleiche Röhrensysteme und bei Erfüllung der Bedingung

$$R_s = R_k \qquad (20)$$

ist die Gleichtaktunterdrückung theoretisch unendlich groß. In der Praxis empfiehlt sich für R_s ein Feinabgleich mit einem Potentiometer.

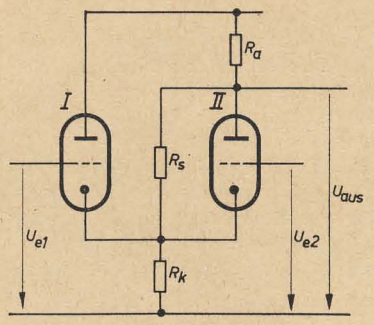


Bild 9: Differenzverstärker nach *McFee*

Literatur

[1] McFee: Improving differential amplifier rejection ratios. Rev. Sci. Instr. 21 (1950), S. 770–771

[2] Valley-Wallmann: Electronic tube amplifiers. McGraw Hill, New York 1948

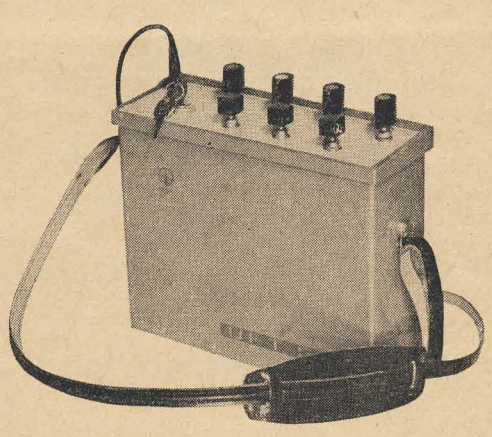
[3] Elmore-Sands: Electronics, Experimental Techniques. McGraw Hill, New York 1949

[4] Katodengekoppelte Differenzverstärker. Elektronische Rundschau 16 (1962), H. 2, S. 54–58

Funkfernsteueranlage UFT 501

Dipl.-Ing. W. KÖTITZ

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Dresden



Als Ergebnis einer Gemeinschaftsarbeit zwischen dem Forschungsinstitut Manfred von Ardenne und dem VEB Funkwerk Dresden konnten unserer Industrie mit Beginn des Jahres 1965 Geräte UFT 501 aus der Serienfertigung zur Verfügung gestellt werden. Das Gerät wurde vorzugsweise zur Fernsteuerung von Kranen entwickelt, damit ist die Fernsteuerung beliebiger beweglicher Objekte sowie die Übertragung digitaler Meßwerte entsprechend der gewählten Sendeleistung von 10 mW zunächst über kleine Entfernungen möglich. Eine Erhöhung der Sendeleistung für bestimmte Anwendungsfälle ist vorgesehen.

Die Übertragung von Fernwirkbefehlen über Funkstrecken in den UKW-Funksprechbändern, so z. B. bei Betriebsfunknetzen der Energieversorgungsunternehmen, wird in verschiedenen Ländern in zunehmendem Maße angewandt. Bestimmte Frequenzen werden darüber hinaus von den Postbehörden für gewerbliche oder industrielle Fernsteuerungs- oder Fernmeßzwecke unter Vorgabe der maximal zulässigen HF-Ausgangsleistung – meist 50 mW – zugeteilt und somit von Sendern großer Leistung freigehalten.

Prinzip der Fernsteuerung

Für die hier betrachteten Anwendungsfälle gelten die Bezeichnungen von Bild 1. Die Auslösung bestimmter Steuervorgänge am ferngesteuerten Objekt erfolgt nur während der Eingabe von Steuerkommandos am Steuersender. Der Fernsteuerübertragungsweg wird durch Funk (sekundäres Signal) überbrückt. Am Ausgang des Steuerempfängers sind die Zwischenrelais der Aufschalteinrichtung des Steuerempfängers angeschlossen. Die auf den Modulator des VHF-Senders gehenden Signale sollen als primäre Signale bezeichnet werden und nach dem Demodulator des VHF-Empfänges wieder als solche erscheinen; wobei eine Verformung zulässig ist, solange eine Erkennung noch möglich. Eine Bündelung primärer Signale ermöglicht es, eine Mehrzahl gewünschter Steuervorgänge gleichzeitig durchzuführen.

Die primären Signale können Zeit- oder Frequenzfunktionen sein, und man unterscheidet dementsprechend Zeitmultiplex- und Frequenzmultiplexverfahren. Eine empfängerseitige Trennung erfolgt durch Abtasten im Zeitbereich (Gatter) oder im Frequenzbereich (Filter).

Die Wahl des angewandten Verfahrens, gegebenenfalls auch eine Kombination beider Verfahren, hängt von der Zahl der Steuerkommandos, von der geforderten Sicherheit und zahlreichen anderen Faktoren ab.

Besonders für die Übertragung weniger „Fernsteuerkommandos" ist die Tonfrequenzmultiplextechnik geeignet. Dieses Verfahren hat sich seit Jahren für den Selektivruf von Verkehrsfunkanlagen be-

währt. Hierbei werden definierte Frequenzen des NF-Bereiches (primäre Signale) dem HF-Träger aufmoduliert und auf der Empfangsseite mit Bandfiltern getrennt. (Eine zusätzliche Zeitschachtelung ist möglich.) Forderungen hinsichtlich Frequenzstabilität im Temperaturbereich, bei Betriebsspannungsschwankungen, Erschütterungen und Pegelschwankungen der NF-Amplitude sind mit steigender Zahl der gegebenenfalls auch gleichzeitig zu

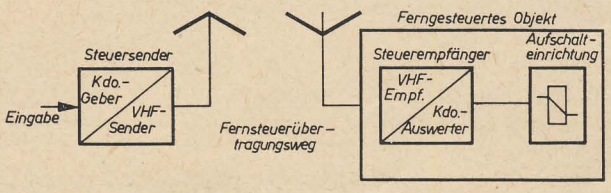


Bild 1: Prinzip, Bezeichnungen

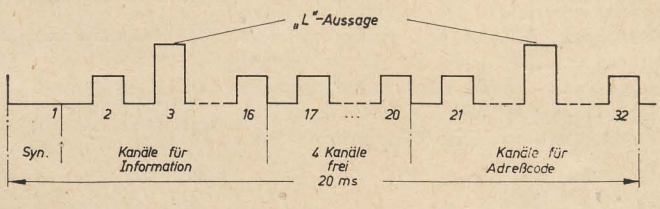


Bild 2: Impulstelegramm

übertragenden Frequenzen nicht leicht zu beherrschen.

Mit der zunehmenden Bedeutung digitaler Schaltungsverfahren lag der Versuch nahe, ein Zeitmultiplexverfahren anzuwenden. Die Zahl der gleichzeitig zu übertragenden Steuerkommandos, z. B. bei der Fernsteuerung von Hebe- und Fördermitteln, sowie sicherheitstechnische Überlegungen gaben für die Anwendung des hier beschriebenen Verfahrens den Ausschlag.

So wird bei der Funkfernsteuerung UFT 501 das im Bild 2 gezeigte Impulstelegramm verwendet. Die Information ist durch die Lage des n-ten Impulses sowie dessen Amplitude gekennzeichnet. Durch Unterscheidung von zwei Amplitudenwerten wird eine binäre Codierung der zu übertragenden Information möglich. Die Normalamplitude eines Impulses entspricht einer O-Aussage[1]), die doppelte Amplitude einer L-Aussage. Im folgenden wird der n-te Impuls als n-ter Kanal bezeichnet. Die Funkstrecke selbst arbeitet mit Frequenzmodulation auf einem HF-Kanal des 4-m-UKW-Funksprechbandes.

Die Verwendung der Kanäle im Impulstelegramm

Die Anzahl der Kanäle im Impulstelegramm wurde unter Berücksichtigung der erforderlichen Steuerkommandos, des technischen Aufwandes und der geforderten Sicherheit zu 32 gewählt.

Ihre Verwendung ist wie folgt vorgesehen:

Kanal 1:
Synchronisationslücke am Anfang jedes Impulstelegramms

Kanal 2:
aktive Notabschaltung aller Steuerkommandos am Empfängerausgang

Kanal 3 bis 16:
Kanäle mit L/O-Aussage zur Übertragung der Fernsteuerkommandos. Im einfachsten Fall kann jedem Steuerkommando ein Kanal zugeordnet werden. Übersteigt die Anzahl der zu übertragenden Steuerkommandos die der vorhandenen Kanäle, so kann man Kanalkombinationen vornehmen. Zum Beispiel werden mit dem Schalter für das Hubwerk die Kanäle 12, 13 und 14 nach der Tabelle mit Befehlen belegt.

Die verwendete Kombination könnte sogar $2^3 - 1 = 7$ Kommandos übertragen. Da das Impulstelegramm als Dauerkommando laufend wiederholt und ausgewertet wird, konnte auf Erhöhung der Sicherheit durch einen sogenannten gleichgewichtigen Code $\binom{n}{r}$ verzichtet werden.

Kanal 17 bis 20:
weitere Kanäle für Steuerkommandos im Steuersender z. Z. noch nicht belegt

Kanal 21 bis 32:
Mit diesen 12 Kanälen wird eine Verschlüsselung der Fernsteueranlage gegen fremde Impulse – z. B. von benachbarten Anlagen nach Wegnahme des eigenen HF-Trägers – durchgeführt. Dazu wird ein Adreßcode $\binom{12}{4} = 495$ Verschlüsselungsmöglichkeiten benutzt.

Zur weiteren Sicherheit wird u. a. geprüft, daß keiner der jeweils acht freien Schlüsselkanäle durch ein L-Signal oder starke Störimpulse belegt ist.

Grundsätzlich führt erst mehrmalige Wiederholung des Impulstelegramms zur Ausführung eines Steuerkommandos. Dabei ziehen die auf die Ausgänge der Kanäle 3 bis 16 angeschlossenen Zwischenrelais an und schalten über Schütze die Motoren der Triebwerke; bei „Beschleunigung" auch stufenweise.

Die weitere Betrachtung soll sich auf Steuersender und Steuerempfänger beziehen.

Steuersender – Aufbau und Funktion

Der Steuersender ist als tragbares Gerät ausgeführt und hat eine Masse von 3 kg (Bild 3). Mit drei Druckschaltern und vier Druckdrehschaltern auf der Frontplatte werden die Steuerkommandos für bis zu vier Triebwerke, zwei Einzelkommandos und die Notabschaltung eingestellt.

Die Baueinheiten sind weitgehend in Form von gedruckten Schaltungen auf Steckkarten aufgebaut, was den Service sehr vereinfacht. So können der VHF-Sender und zwei Steckkarten des Impulsteiles leicht ausgetauscht werden. Die Stromversorgung erfolgt durch Reihenschaltung von zwei Nickel-Kadmium-Batterien von je 6 V; 450 mAh bei einer intermittierenden Stromaufnahme von etwa 50 mA.

Tabelle:
Schalterbelegung für das Hubwerk

Schalterstellung	Steuerkommando	belegte Kanäle mit L-Aussage
1	Heben, beschleunigt	12 + Schlüsselkanäle
2	Heben	12+14 + Schlüsselkanäle
3	Verzögern	14 + Schlüsselkanäle
4	Senken	13+14 + Schlüsselkanäle
5	Senken, beschleunigt	13 + Schlüsselkanäle

Mittelstellung entspricht Schalterstellung 3

Impulsteil

Im Impulsteil (Bild 4) erfolgt eine schrittweise Abfrage der Schalterkontakte für die Kanäle 2 bis 16 sowie der Schlüsselkanäle 21 bis 32 und die Zusammenstellung des Impulstelegramms. Dazu erzeugt der Taktgeber (astabiler Multivibrator) eine Impulsfolge von 1,4 kHz, die dieser einmal an den Impulstelegramm-Mischer liefert, zum anderen an den Eingang einer Zählkette aus bistabilen Multivibratoren F 1 bis F 5. Die zu jeder Zählerstellung gehörige Kombination von L/0-Werten[2]) an den Ausgängen der bistabilen Multivibratoren wird auf die Eingangsleitungen der Entschlüsselungsnetzwerke 1–8 und I–IV geführt. An den Ausgängen 1–8 läuft ein L-Signal mit der Taktfolge durch, während Ausgang I ein L-Signal über acht Takte, Ausgang II ein L-Signal während der nächsten acht Takte aufweist usw. Die Und-Verknüpfung der Ausgänge 1 bis 8

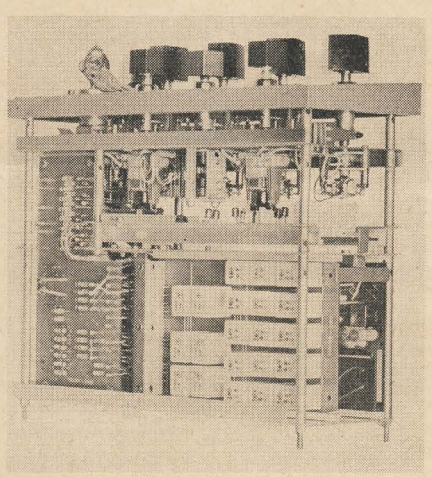
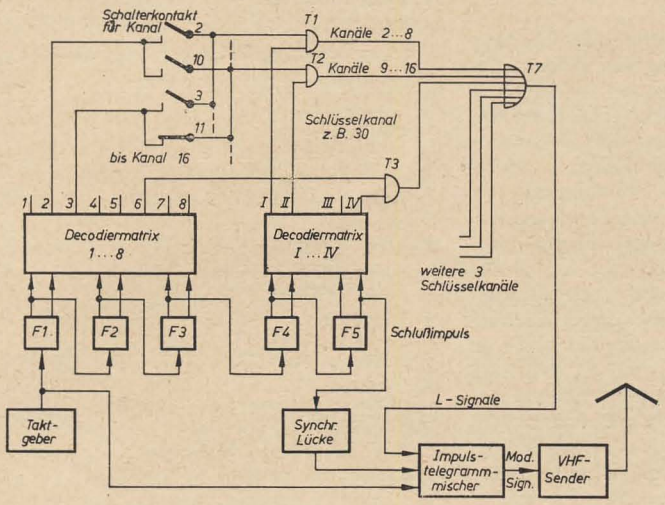


Bild 3: Steuersender, geöffnet

[1]) In der Digitaltechnik spricht man zur Unterscheidung zwischen zwei möglichen Meldungen von Ja-(L-) und Nein-(0-)Aussage

[2]) Im Impulstelegramm war L/0-Aussage durch zwei Amplitudenwerte gekennzeichnet. Hier ist jetzt L/0-Aussage zwei möglichen Spannungswerten zugeordnet: L entspricht negativer Spannung (z. B. – 6 V), 0 entspricht annähernd 0 V



◀ **Bild 4: Vereinfachtes Blockschaltbild des Steuersenders**

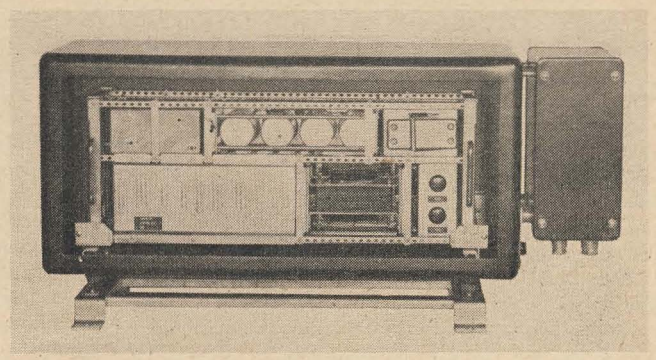


Bild 5: Steuerempfänger, geöffnet

mit Ausgang I am Gatter T 1 ermöglicht, die Impulse 1 bis 8 (mit Ausgang II am Gatter T 2 die Impulse 9 bis 16 usw.) des Impulstelegramms mit L-Aussage zu belegen, indem die Ausgänge der Gatter T 1, T 2, T 3 und weiterer drei Gatter für Schlüsselkanäle über das Oder-Gatter T 7 zusammengefaßt und an den zweiten Eingang des Impulstelegramm-Mischers geführt werden. So kann im Bild 4 bei geschlossenem Schalterkontakt für Kanal 11 das L-Signal von Anschluß 3 der Decodiermatrix 1–8 an den ersten Eingang des Und-Gatters T 2 gelangen. L-Signal von Anschluß II der Decodiermatrix I–IV am anderen Eingang führt zu L-Signal am Ausgang von T 2, dieses über T 7 an den Impulstelegramm-Mischer geführt, ergibt L-Aussage im Kanal 11 des Impulstelegramms, indem die Amplitude des zum entsprechenden Kanal gehörenden Taktimpulses der vom Taktgeber anliegenden Impulsfolge etwa verdoppelt wird. Für die Schlüsselkanäle gilt sinngemäß dasselbe, jedoch wird hier auf Schalter verzichtet.
Der erste Impuls jedes Impulstelegramms wird ausgeblendet, indem der Synchronisations-Lückengeber, angestoßen vom Schlußimpuls des Zählers, jeweils nach dem 32. Kanal einen Lückenimpuls auf den 3. Eingang des Impulstelegramm-Mischers liefert.

VHF-Sender

Der auf einem Kanal des 4-m-UKW-Funksprechbandes arbeitende VHF-Sender ist auf einer Steckkarte mit den Abmessungen 160 × 95 mm in gedruckter Schaltung aufgebaut. Das Impulstelegramm wird über einen Tiefpaß an den Modulator geführt, um das NF-Frequenzband einzuengen und damit die Ausstrahlungen im Senderseitenband niedrig zu halten. Die Modulation erfolgt am quarzstabilisierten Oszillator durch eine Ziehschaltung mit Kapazitätsdiode, so daß Frequenzmodulation vorliegt. Auf den Oszillator folgt eine Trennstufe, und anschließend wird in drei Verdopplerstufen um den Faktor 8 vervielfacht. Der letzte Verdoppler steuert die Senderendstufe an, die 10 mW HF-Leistung an die Tragriemenantenne abgibt. Eine Erhöhung der Sendeleistung in einer weiteren HF-Stufe ist bei Bedarf möglich.

Steuerempfänger – Aufbau und Funktion

Der Steuerempfänger (Bild 5) ist für Montage am ferngesteuerten Objekt in spritzwasserdichter Ausführung gebaut, hat die Abmessungen 750 × 370 × 350 mm und eine Masse von 26 kg. Ein einschiebbarer Rahmen enthält die Steckkarten des Impulsteils, den VHF-Empfängereinschub und die Stromversorgung.
Klemmschrauben für den Anschluß der Zwischenrelais befinden sich in einem seitlichen Anschlußkasten.

VHF-Empfänger

Der VHF-Empfänger ist eine Sonderausführung des Bereitschaftsempfängers UFT 201 des VEB Funkwerk Dresden [vgl. radio und fernsehen 12 (1963), H. 18, S. 555–556] ohne NF-Teil. Die Empfangsfrequenz wird zweifach umgesetzt, auf 10,7 MHz und 450 kHz. Der erste und der zweite Oszillator sind quarzstabilisiert. Die Selektion in der 2. ZF wird durch ein mechanisches Filter MF 450–3500 vom VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" erreicht; in den folgenden Stufen des 2. ZF-Verstärkers wird RC-Kopplung angewandt.

Impulsteil

Die auf den Diskriminator folgenden Stufen dienen dazu, das Impulstelegramm so zu analysieren, daß die im Steuersender auf den Impulstelegramm-Mischer eingespeisten Signalfolgen wiedergewonnen werden (vgl. hierzu Blockschaltbild, Bild 6). Ein Emitterfolger dient zur Impedanzwandlung. Der zweistufige Taktverstärker liefert durch Übersteuerung der RC-gekoppelten Stufen an seinem Ausgang eine Impulsfolge, die Takt für Takt die Synchronisation des Taktgebers bewirkt, so daß die an den Zähler gehenden Taktimpulse mit denen des Steuersenders synchron laufen. Vor dem synchronisierten Taktgeber ist im Signal noch die Synchronlücke enthalten, die über die Nullstellauswertung einen Nullstellimpuls an den Zähler liefert. Nachdem also der Zähler im Steuersender einen Schlußimpuls abgegeben hat, erfolgt Zählernullstellung im Steuerempfänger.

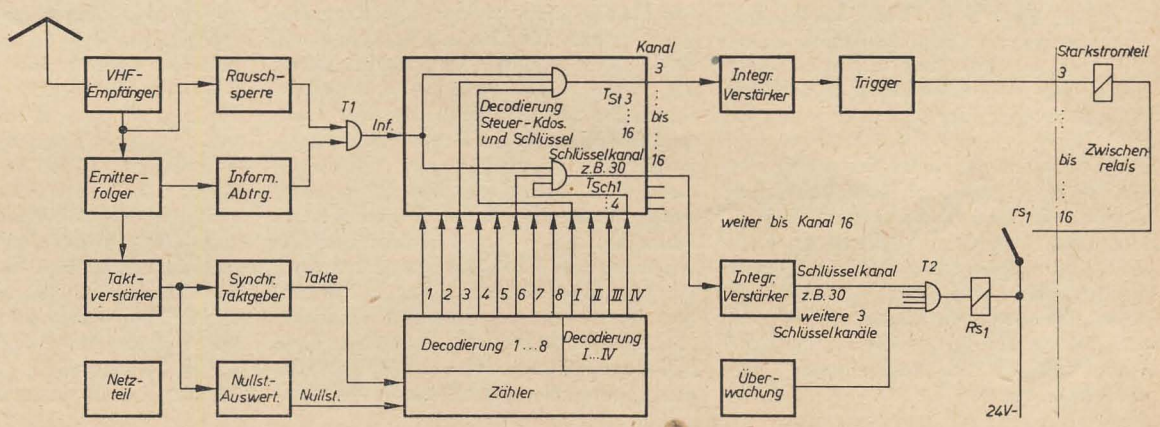


Bild 6: Vereinfachtes Blockschaltbild des Steuerempfängers

Die Informationsabtrennung arbeitet als Amplitudenhochpaß und liefert an ihrem Ausgang einen „Informationsimpuls", wenn doppelte Amplitude im Impulstelegramm vorlag, also immer dann, wenn ein L-Signal von T 7 im Steuersender auf den Impulstelegramm-Mischer gegeben wurde. Die Informationsabtrennung mußte so dimensioniert werden, daß auftretende Pegelschwankungen, insbesondere Änderungen der Impulsamplitude durch den Temperaturgang des Diskriminators, ohne Einfluß bleiben. Das wurde durch eine Regelschaltung erreicht, die den Arbeitspunkt der Abtrennstufe nachregelt.
Die Rauschsperre wirkt als „rauschgesteuerte Rauschsperre". Dazu wird das vom Diskriminator bei fehlendem HF-Träger vorhandene Rauschsignal selektiv verstärkt, gleichgerichtet und mit solcher Polarität an das Gatter T 1 geführt, daß keine Impulse am Ausgang von T 1 erscheinen können. Diese würden zwar bei Rauschen vom Diskriminator unregelmäßig auftreten, könnten aber bei Schaltvorgängen, wie Ein- und Ausschalten des HF-Trägers, doch zu Störungen Anlaß geben.

Die Und-Gatter für Steuerkanäle T_{St} und für Schlüsselkanäle T_{Sch} in der Decodierung „schalten" schrittweise das Informationssignal vom Ausgang des Gatters T 1 an die Integrationsverstärker der zu den einzelnen Kanälen gehörenden Impulsendstufen. Bedingung dafür, daß ein Signal am Ausgang eines Gatters auftritt, ist gleichzeitiges Vorhandensein je eines L-Signals an seinen drei Eingängen, z. B. für Kanal 3:

L-Signal von der Informationsabtrennung

L-Signal vom Ausgang 3 der Decodierung 1–8

L-Signal vom Ausgang I der Decodierung I–IV

Für das Auftreten der L-Signale an den Ausgängen der Decodierung 1–8 und I–IV gelten wieder die beim Impulsteil des Steuersenders gemachten Angaben.
Die Impulsendstufen enthalten, wie bereits erwähnt, Integrationsverstärker; hier wird das mit jedem Impulstelegramm erneut am Eingang eintreffende L-Signal integriert. Nach etwa achtmaliger Wiederholung wird die folgende Triggerstufe getriggert und das angeschlossene Zwischenrelais zieht an, vorausgesetzt, daß der Relaiskontakt rs_1 geschlossen ist.
Das ist der Fall, nachdem die Adreßcodierung des Impulstelegramms geprüft und für richtig erkannt ist. Dazu werden die L-Signale der vier Schlüsselkanäle ebenfalls auf Integrationsverstärker geführt und ziehen bei Vorhandensein der vier Schlüsselbefehle über das Und-Gatter T 2 Relais Rs_1.
Eine Überwachung, deren Schaltung hier nicht näher erläutert sei, prüft nach, daß keiner der acht freien Schlüsselkanäle eine L-Aussage führt. Ist das jedoch der Fall, dann wird Gatter T 2 nicht freigegeben. So können mit hoher Sicherheit Fehler am Steuerempfänger, am Steuersender und starke HF-Störer erkannt und eine Auslösung falscher Steuerkommandos verhindert werden.

Anwendung

Wirtschaftliche und technische Gesichtspunkte, wie Einsparung von Arbeitskräften, Automatisierung und Verbesserung des Produktionsablaufes, Erhöhung der Sicherheit für Mensch und Maschine, führten zur Entwicklung und zum erfolgreichen Einsatz der Funkfernsteuerung UFT 501, insbesondere zur Fernsteuerung von Kranen in Stahlwerken, einem Automobilwerk, beim Brücken- und Stahlhochbau und bei der Montage großer Maschineneinheiten. Die Vielseitigkeit des Systems und die Anpassungsfähigkeit in der Geräteausführung ermöglicht den Einsatz für neue Anwendungsgebiete. Anläßlich der Leipziger Jubiläumsmesse im Frühjahr 1965 wurde das Erzeugnis UFT 501 mit einer Goldmedaille ausgezeichnet. Vorgestellt wurden ein mit UFT 501 ferngesteuerter Brückenkran, ein mit Fernsteuerung UFT 501 ausgerüsteter Mobilkran sowie das Modell einer Fernsteuerung für Zugverholung im Braunkohlentagebau.

Technische Daten

Frequenzbereich:	70 . . . 87,5 MHz
Kanalraster:	50 kHz
Sendeleistung:	10 mW
Empfängerempfindlichkeit:	1,5 μV
Anzahl der Kanäle für Ja/Nein-Aussage:	14 und Gefahrabschaltung
Arbeitstemperaturbereich:	−10 °C . . . + 45 °C
Steuersender	
Abmessungen in mm:	260 × 90 × 210
Masse:	3 kg
Steuerempfänger	
Abmessungen in mm:	750 × 370 × 350
Masse:	26 kg

Literatur

[1] Hölzler, E., und Holzwarth, H.: Theorie und Technik der Pulsmodulation; Springer-Verlag, 1957

[2] Kötitz, W.: Fernsteuerung nach Zeitmultiplexverfahren über Funk. RFT-Mitteilungen der Nachrichten und Meßtechnik (1965), H. 2

Stereodecoder mit interessanten Schaltungseinzelheiten

Von modernen Decodern erwartet man nicht nur einwandfreie Funktion mit günstigen elektrischen Werten in bezug auf Übersprechdämpfung, Verzerrungsfreiheit, Restspannungsunterdrückung und Frequenzgang, sondern auch Bedienungskomfort in Form feldstärkeabhängiger Mono-Stereo-Umschaltung und -Anzeige. Der nachfolgende Beitrag beschreibt eine derartige von der westdeutschen Firma Valvo angegebene Schaltung.

Das senderseitig angewendete FCC- oder Pilottonverfahren erfordert empfangsseitig eine Regenerierung des Hilfsträgers aus dem im Stereosignal enthaltenen Pilotton, um mit diesem Hilfsträger eine Trennung der NF-Signale vornehmen zu können. Bild 1 zeigt die Schaltung des Decoders. Am FM-Demodulator des Empfangsgerätes entsteht das Stereo-Multiplexsignal, das sich aus dem Summensignal (30 Hz bis 15 kHz), dem geträgerten Differenzsignal (23 kHz · · · 53 kHz) und dem Pilotton (19 kHz) zusammensetzt. Der Monoempfänger verarbeitet nur das Summensignal. Beim Stereoempfänger gelangt das Signal an den Eingang 1 des Stereodecoders. Die Kollektorschaltung des Transistors T_1 bewirkt einen hochohmigen Eingangswiderstand. Die Pilottonspannung wird durch den im Emitterzweig von T_1 auf 19 kHz abgestimmten Kreis L_1/C_1 ausgefiltert und gelangt über die Auskoppelwicklung L_2 zur Basis des zweiten Transistors. Die an den im Kollektorzweig von T_2 liegenden Kreis L_3/C_3 (19 kHz) angeschlossene Diodenschaltung erzeugt im Ausgang positive Halbwellen der doppelten Frequenz (38 kHz). Zur Einhaltung der im FCC-Verfahren angegebenen Übereinstimmung der Nulldurchgänge von Pilotton und Hilfsträger muß letzterer um etwa 90° in seiner Phase verschoben werden. Dies erfolgt durch ein CR-Glied, bestehend aus C_4 und dem Eingangswiderstand des Transistors T_3 unter Berücksichtigung des Basisspannungsteilers. T_3 ist im Ruhezustand gesperrt und wird nur im zweiten Teil der differenzierten Halbwellen leitend. Bild 2 zeigt die 38-kHz-Halbwellen vor und nach der Differentiation, wobei deutlich die 90°-Phasenverschiebung der differenzierten Spannung ersichtlich ist. Der Phasenfeinabgleich erfolgt zweckmäßig an Spule L_3. Im Kollektorzweig wird durch den auf 38 kHz abgestimmten Schwingkreis L_4/C_5

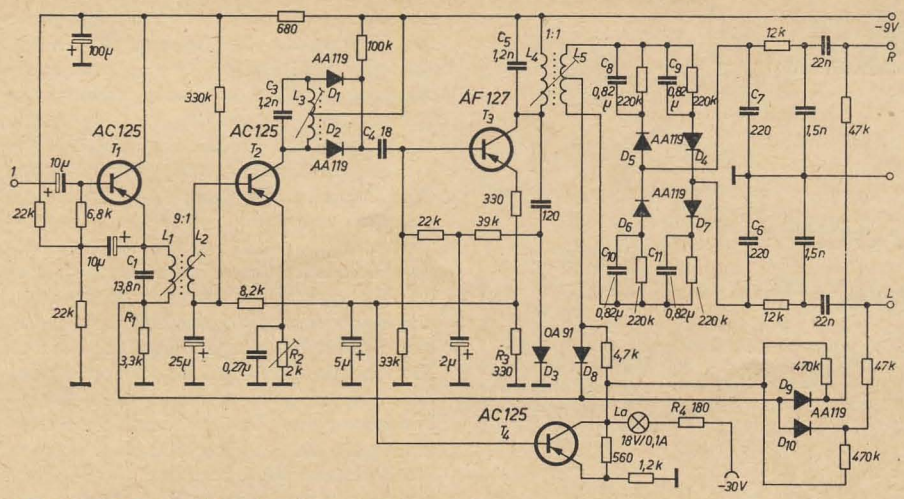


Bild 1: Schaltung des Valvo-Decoders

der Hilfsträger ausgefiltert und an L_5 als Schaltspannung für die Dioden wirksam. Die an den Kreis L_4/C_5 angeschlossene Diode D_3 erzeugt eine negative Richtspannung, die den Arbeitspunkt von T_2 in Richtung höherer Verstärkung verschiebt und somit den „Einschaltvorgang" beschleunigt. Am Emitterwiderstand R_3 wird mit fließendem Kollektorstrom eine negative Spannung wirksam, die als Gleichspannungsrückkopplung die Verstärkung von T_2 erhöht und somit den Einschaltvorgang zusätzlich versteilert. Gleichzeitig gelangt die genannte Spannung zu T_4, der leitend wird. Der sich einstellende Kollektorstrom bringt das Lämpchen L_a zum Leuchten, das bei Vorhandensein des Pilottons am Decodereingang die Stereosendung anzeigt. Durch den Spannungsabfall an R_4 und L_a wird eine derartige Potentialverschiebung bewirkt, daß Diode D_8 durchlässig wird. Das an R_1 abgenommene Multiplexsignal kann somit an den Symmetriepunkt von L_5 gelangen. Gleichzeitig werden die Dioden D_9 und D_{10} gesperrt und die NF-Ausgänge abgetrennt. Von L_5 gelangt entsprechend dem Abtastprinzip je nach Polarität des Hilfsträgers das abgetastete

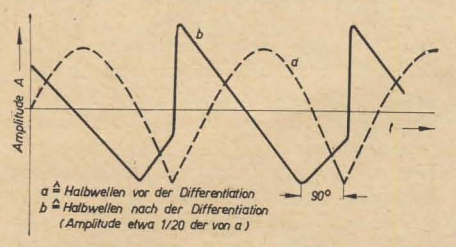


Bild 2: Phasenverschiebung der Hilfsträger-Halbwellen durch Differentiation

Signal über die Dioden D_4 und D_7 bzw. D_5 und D_6 an die Ladekondensatoren C_6 bzw. C_7 und nach der Deakzentuierung an die NF-Ausgänge. Dabei wird durch richtstrombedingte Aufladung der Kondensatoren C_8 bis C_{11} nur in den Spannungsspitzen des Hilfsträgers geschaltet.

Diese Methode erfordert keine zusätzlichen Übersprech-Kompensationsmaßnahmen im Decodierungsteil.

Bei eintreffendem Monosignal kann durch Fehlen des Pilottons der Transistor T_3 nicht angesteuert werden. Damit bleibt auch T_4 gesperrt, und die Lampe L_a leuchtet nicht auf. Zugleich verringert sich der Spannungsabfall über R_4/L_a, und die Diode D_8 wird negativ vorgespannt.

Das Signal kann nicht nach L_5 gelangen. Die Dioden D_9 und D_{10} werden nun in Durchlaßrichtung betrieben und leiten das Monosignal an beide NF-Ausgänge.

Der Einsatzpunkt der Mono-Stereo-Umschaltung kann mit R_2 verändert werden. Bei $R_2 = 360\ \Omega$ erfolgt die Umschaltung von Mono auf Stereo bei einer Eingangsspannung des Pilottons von etwa 50 mV. Der Monobetrieb wird bei der Zurückschaltung erst bei einem kleineren Pegel erreicht. Damit ergibt sich eine Hysterese, die zur Vermeidung von laufenden Umschaltungen bei Pegeländerungen um den Schwellwertpunkt erwünscht ist (Flattern).

Als Übersprechdämpfung werden zwischen 40 Hz und 6 kHz Werte von über 25 dB angegeben. Bei 15 kHz ist die Übersprechdämpfung noch größer als 20 dB. Es muß vermerkt werden, daß die genannten Werte am NF-Ausgang eines mit dem beschriebenen Decoder bestückten und über HF betriebenen Empfangsgerätes gemessen wurden. Damit werden die Forderungen der Praxis voll und ganz erfüllt.

Walrud

NEUIGKEITEN DER HALBLEITERTECHNIK

Referenzdioden hoher Stabilität

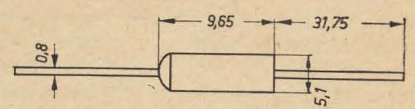
Von der Unitrode Corp., Watertown, Mass., werden Referenzdioden angeboten, die sich durch hohe mechanische und elektrische Stabilität auszeichnen sollen. Leider werden zur Bestätigung dieser Eigenschaften keine Werte angegeben. Es können Dioden mit Stabilisierungsspannungen zwischen 6,8 und 400 V geliefert werden. Die Referenzdioden werden in sechs Leistungsgruppen, von 0,4 bis 3 W, angeboten. Bei den Typen, die mit einer Verlustleistung von 3 W betrieben werden können, ist eine kurzfristige Überlastung bis zu 50 W zulässig. Beachtenswert ist die Tatsache, daß die äußeren Abmessungen dieser Dioden (Länge 4 mm, Durchmesser 2,15 mm) kleiner sind als die der z. Z. im Handel erhältlichen Dioden mit einer Verlustleistung von 250 mW. Die besondere Konstruktion dieser Halbleiterdioden besteht darin, daß die Anschlußdrähte und der Halbleiterkristall auf den gleichen Durchmesser gebracht werden. Durch das Aufschmelzen von Hartglas direkt auf den pn-Übergang und die Anschlußdrähte erhält man einen luftdichten Körper, der keine Lufteinschlüsse besitzt. Der Preis dieser Referenzdioden liegt je nach der Größe des Postens und der Stabilisierungsspannung zwischen 0,45 und 10 Dollar.

Loßack

Aus „Electronics" (1964), Heft 28

Si-Gleichrichterdioden für hohe Sperrspannungen

Eine neue Serie diffundierter Si-Gleichrichterdioden für hohe Sperrspannungen wird von der Electronics Devices, Yonkers, N. Y., propagiert. Diese Dioden zeichnen sich durch hohe Sperrspannungen, hohe Durchlaßströme und kleine Abmessungen aus. Es werden zulässige Spitzensperrspannungen von 5000 V und Durchlaßströme von 500 mA angegeben. Die Abmessungen der Gleichrichterdioden sind aus dem Bild zu entnehmen. Die Dioden



Abmessungen der Gleichrichterdioden in mm

besitzen einen isolierten Körper. Diese Isolation erweist sich bei der Montage der Dioden und bei der Anbringung einer Abschirmung als sehr zweckmäßig. Die Gleichrichterdioden dieser Serie können in vielen Hochspannungsteilen von Geräten angewendet werden, die besonders kleine Abmessungen haben müssen. Es sei hier nur auf den Einsatz in transportablen Sendern, Empfängern, Radar- und Höchstfrequenzeinrichtungen hingewiesen. Der Preis einer Gleichrichterdiode vom Typ EJ 300 (3000 V, 200 mA) beträgt bei Abnahme von 100 Dioden 2,08 Dollar je Stück.

Loßack

Aus „Electronics" (1964), Heft 29

Wir lernten kennen:

Großsuper 6401 „Antonio"

Der Großsuper 6401 „Antonio" wurde bereits in verschiedenen Messeberichten vorgestellt und im Heft 13 ausführlich beschrieben.

„Antonio" ist das erste für den Binnenmarkt gefertigte Rundfunkgerät unserer Industrie, das den Empfang von HF-Stereofoniesendungen nach dem Pilottonverfahren ermöglicht.

Durch die beiden Lautsprecherboxen ist eine individuelle Gestaltung der „Basis" möglich; d. h., die Lautsprecher können so aufgestellt werden, wie es die Einrichtung des Wohnraumes und persönliche Wünsche erfordern. Mit der Einschränkung, daß die akustischen Gesetze für die Aufstellung der Boxen und bei Wahl des Sitzplatzes des Hörers bei Stereofonie gewisse Bedingungen stellen, die einzuhalten sind.

Bei den hier analysierten Versuchen waren die Boxen etwa 2,50 m voneinander entfernt, der beste Platz für den Hörer ergab sich etwa 2 m vor der Basismitte.

Bei gleichphasiger Speisung beider Lautsprecherboxen mit gleicher Spannung muß sich der scheinbare Ort der Schallquelle in der Mitte zwischen beiden Lautsprechern befinden. Der Balanceregler erlaubt, diesen Ort etwas zu verschieben bzw. beide Lautsprecherboxen auf gleiche Lautstärke einzustellen. Bei dem untersuchten Gerät mußte dieser Regler während der gesamten Erprobungszeit (mehrere Monate) nicht ein einziges Mal nachgestellt werden. Dies dürfte besonders für Laien von Bedeutung sein, denn während eine Korrektur am Balanceregler für den Techniker kein Problem ist, scheut der durchschnittliche Laie vor jedem „technischen" Handgriff zurück, ausgenommen Lautstärkeregler und Abstimmorgane seines Rundfunkgerätes.

Störend machte sich bemerkbar, daß beim Drücken der Taste „ST" (Stereo) ein Lautstärkeunterschied auftrat. Offensichtlich hat der Decoder eine gewisse Einfügedämpfung[1]).

Ausgezeichnet ist im Zusammenhang mit dem Empfang von stereofonischen Rundfunksendungen die automatische Scharfabstimmung bei UKW. Sie stimmt den Empfänger genau auf den Spannungsnulldurchgang am Verhältnisgleichrichter ab. Dies ist sonst nicht so einfach, weil der Empfang innerhalb der gesamten Bandbreite des ZF-Verstärkers möglich ist. Aber nur bei genauer Abstimmung sind die nichtlinearen Verzerrungen ein Minimum und die Übersprechdämpfung zwischen den beiden Stereokanälen ein Maximum. Man hat also auch hier an den Laien-Rundfunkhörer gedacht.

Zur Stereofonie selbst: Der Verfasser stand dieser technischen Errungenschaft leicht skeptisch gegenüber. Antonio bekehrte ihn. Während vieler Versuchssendungen (Tanz-, Unterhaltungs- und sinfonischer Musik, Volksliedern usw.) war es immer wieder ein Erlebnis, wenn bei Umschaltung auf Stereofonie der scheinbare Ort der Schallquelle sich schlagartig in die Breite zog. Man glaubte bei geschlossenen Augen, das Orchester bzw. den Chor, jedes Musikinstrument, jeden Sänger vor sich stehen zu sehen. Dabei spielt, wie von allen Kennern der Stereofonie zu Recht behauptet wird, das Unterscheidungsvermögen, was rechts oder links „sitzt", eine untergeordnete Rolle.

Viel wichtiger ist die Illusion des „Dabeiseins", das akustische Einbeziehen des Hörers in den Ort des übertragenen Schallereignisses, den die Stereofonie ermöglicht.

In diesem Zusammenhang ein kritisches Wort zum Antonio bzw. seinem Stereodecoder: Es fehlt eine Stereo-Anzeigevorrichtung[1]). Für den Musikliebhaber ist das kein ernsthafter Mangel, denn er kann sofort nach Umschalten auf „Stereo" hören, ob es sich um eine einkanalige oder stereofone Sendung handelt. Aber auch der Laie ist ja zu berücksichtigen.

Es ist erstaunlich, wie schnell sich das Ohr an den Stereofonieempfang gewöhnt: Man lernt wieder, richtig zu hören. Und man bemerkt nach relativ kurzer Zeit kleine Fehler der Musikaufnahmen, die bei monauraler Wiedergabe kaum aufgefallen wären.

Nicht nur der Ingenieur der Rundfunkgeräteindustrie und der Hörer müssen bei HF-Stereofonie dazulernen. Auch im Funkhaus stellen sich neue Probleme. Die gesamte Aufnahmetechnik wird durch Stereo revolutioniert. Deshalb ist auch die Qualität der gesendeten Stereoaufnahmen recht unterschiedlich. Hier muß das Staatliche Rundfunkkomitee gelobt werden für seine gute Auswahl qualitativ hochwertiger Stereoaufnahmen. Die vorangehenden Erklärungen und Testsignale zur Überprüfung von Basismitte, Seitenrichtigkeit und Phasenrichtigkeit der Lautsprecher sollte man noch recht lange beibehalten.

Zurück zu Antonio: Die Endleistung von 4 W je Kanal reicht völlig aus. Größere Ausgangsleistungen sind für Wohnzimmer nicht notwendig.

Der Empfang von Stereosendungen mit Antonio bestätigte, was die Theorie lehrt: Der Signal-Rauschabstand ist bei Stereoempfang wesentlich schlechter als bei monauralen Sendungen. Und verrauschte Stereosendungen machen keine Freude! Leser, die davon träumen, in 100···200 km Entfernung vom Berliner Sender die Stereosendungen zu empfangen, müssen diesen Traum begraben.

Weiteres zum Antonio: Sein Kurzwellen-Weltempfang ist für einen modernen Großsuper eine Selbstverständlichkeit. Für den Berliner Raum ist übrigens der sonst recht interessante Grenzwellenbereich keine reine Freude, denn bei den teilweise beachtlichen Feldstärken der hier gelegenen Sender sind in diesem Bereich deren Oberwellen zu hören – aber das ist nicht Schuld des Empfängers.

Die Vorzüge der drehbaren Ferritantenne bei MW- oder LW-Fernempfang sind hervorzuheben. Beim Kurzwellenempfang wünscht sich der KW-Liebhaber eine feiner unterteilte Skala, um eine ihm bekannte Senderfrequenz einstellen zu können. Daß man bei der großflächigen Skala auf Stationsnamen verzichtete, ist dagegen ein Segen: Sie stimmen ja doch nie! Die Reproduzierbarkeit der Abstimmung ist hervorragend: Mittels provisorisch angebrachter Marken auf der Skala eingestellter Kurzwellensender kamen nach Tagen genau so exakt wie zuvor.

Wohltuend ist, daß VEB Goldpfeil beim Antonio auf das Klangregister verzichtete, getreu der alten aber oft verleugneten Erkenntnis, daß ein Rundfunkapparat Musik wiedergeben und nicht „machen" soll. Die umschaltbare Bandbreite und Höhen- bzw. Tiefenregler erlauben eine Einengung der Wiedergabekurve, wenn es die Empfangsbedingungen notwendig machen.

Die Lämpchen der gut beleuchteten Flutlichtskala leuchteten bei dem Erprobungsgerät durch den Lack der Skala hindurch. Dies dürfte aber ein unerheblicher Exemplarfehler sein.

Wer sucht, was sich an Kleinigkeiten noch verbessern ließe, der findet immer etwas. Vielleicht sollte man die Konstruktion des Gerätes insofern abändern, als die beiden Endröhren El 84 das Gehäuse und das Geräteinnere nicht so stark aufheizen. Es sind immerhin etwa 33 W Heiz- und Anodenverlustleistung, die hier auf kleinem Raum in Wärme umgesetzt werden. Allerdings vertrug Antonio diese Wäme bisher stets ohne Nachteile.

Streng

[1]) Wir möchten darauf hinweisen, daß es sich bei der beschriebenen Anlage um den alten ZRF-Decoder St D 3 handelt. Vom ZRF Dresden wurde ein modernerer Stereodecoder St D 4 entwickelt, der die geschilderten Nachteile nicht mehr aufweist [siehe radio und fernsehen 14 (1965), H. 12 und H. 13]. Die Redaktion

Stabilisierte Spannungsquellen in Bausteinbauweise

Ing. W. RUDOLPH

In steigendem Maße setzt sich in elektronischen Geräten die Bausteinbauweise durch. Rationelle Fertigung, schnelle Auswechselbarkeit einzelner Funktionsgruppen sind die Hauptgründe für die Verwendung von elektronischen Bausteinen. Innerhalb der VVB RFT und darüber hinaus auch in anderen Industriezweigen sowie in wissenschaftlichen Instituten wird seit einiger Zeit das sogenannte RFT-Bausteinsystem angewendet.
Die nachfolgend beschriebenen elektronisch stabilisierten Spannungsquellen, die als Stromversorgungsgeräte für transistorisierte Schaltungen verwendet werden, sind in diesem RFT-Bausteinsystem aufgebaut.

Die Netzgerätebausteine sind Spannungsquellen mit festen Ausgangsspannungen (6 V, 12 V, 18 V, 24 V); die maximalen Belastungsströme betragen 750 mA bzw. 1 A. Die Ausgangsspannungen sind erdfrei, um die Spannungsquellen unabhängig von äußeren Potentialen betreiben zu können. Darüber hinaus ist durch die erdfreie Ausführung der Ausgangsspannung die Möglichkeit gegeben, mehrere Netzgeräte in Reihe zu schalten.
Eine elektronische Sicherung schützt den Leistungstransistor vor der Zerstörung bei Überlastung oder Kurzschluß im Verbraucherkreis. Bei einer Überlastung von etwa 10% spricht die Sicherung an. Die Ausgangsspannung des Netzgerätes wird Null. Nach Beseitigung der Überlastung oder des Kurzschlusses ist die Ausgangsspannung wieder in voller Höhe vorhanden. Die elektronische Sicherung arbeitet vollkommen selbsttätig. Diese Art der Sicherung ist besonders für Bausteinnetzgeräte, die vorwiegend in der Gestellbauweise eingesetzt werden und somit von außen nicht ohne weiteres zugänglich sind, vorteilhaft. Damit entfällt die Rückholtaste, wie sie bei den elektronischen Sicherungen, die aus bistabilen Kippstufen bestehen, notwendig ist. Auf der Frontplatte der Geräte, in die diese Netzgerätebausteine eingesetzt werden, sind dadurch keine Bedienungselemente für dieselben unterzubringen. Das ist als besonderer Vorteil zu werten, da bei der immer besser werdenden Volumenausnutzung der Geräte der Platz auf der Frontplatte ohnehin kaum ausreicht.
In vielen Fällen werden mehrere Verbraucher an einer Spannungsquelle betrieben. Um Rückwirkungen von einem Verbraucher zum anderen zu vermeiden, muß der Innenwiderstand der Spannungsquelle extrem klein sein. Die Netzgerätebausteine werden dieser Forderung in hohem Maße gerecht. Die gewählte Schaltung läßt eine Korrektur des Innenwiderstandes in bestimmten Grenzen zu. Der dynamische Innenwiderstand weicht etwas vom statischen Wert ab. Die genauen Daten sind in der Zusammenstellung der technischen Daten (Tabelle) enthalten. Vom Hersteller wird ein optimaler Wert eingestellt, was eine nachträgliche Korrektur entsprechend den jeweiligen Betriebsbedingungen, nicht ausschließt.
Die Einbaulage der Netzgerätebausteine muß so gewählt werden, daß die Kühlbleche senkrecht stehen. Sie arbeiten bis zu einer maximalen Umgebungstemperatur von 35 °C vollkommen störungsfrei. Macht sich der Einsatz in Geräten mit höheren Umgebungstemperaturen erforderlich, muß in jedem Falle die Ausgangsleistung herabgesetzt werden, um den Leistungstransistor vor der Zerstörung zu schützen. In dem Diagramm im Bild 1 ist der zulässige Belastungsstrom als Funktion der Umgebungstemperatur dargestellt. Sie darf jedoch 50 °C nicht überschreiten, da sonst eine einwandfreie Funktion des Netzgerätes, auf Grund unzulässiger Erwärmung der übrigen Bauelemente, nicht mehr gewährleistet ist. Die zur Zeit gefertigten Typen von Netzgeräten sind in der Tabelle zusammengefaßt.

Tabelle: Technische Daten der Netzgerätebausteine

Ausgangsspannung U_a in V	6		12		18		24	
Belastungsstrom I_B in A	0,75	1	0,75	1	0,5	0,75	0,5	0,75
Änderung der Ausgangsspannung bei ± 10% Netzspannungsänderung bei I_B = konst.; $T_{Umg.}$ = konst. in ‰	± 0,5							
Welligkeit der Ausgangsspannung bei $I_B = I_{B\,max}$ in mV_{ss}	≦ 2							
Temperaturkoeffizient bei I_B = konst. in ‰ °C^{-1}	≦ 1							
Langzeitkonstanz über 100 Std. bei I_B = konst.; $T_{Umg.}$ = konst. in ‰	≦ 2							
max. Umgebungstemperatur in °C	+ 35 Bei höheren Umgebungstemperaturen muß der Laststrom entsprechend Bild 1 reduziert werden							
Innenwiderstand in mΩ statisch bei 100 Hz bei 1 kHz bei 10 kHz	≦ 30 ≦ 50 ≦ 300 ≦ 500							
Abmessungen in mm	90 × 150 × 130							
Masse in kg	≈ 2,5							
Einbaulage	Kühlbleche müssen senkrecht stehen							

Änderungen der technischen Daten vorbehalten

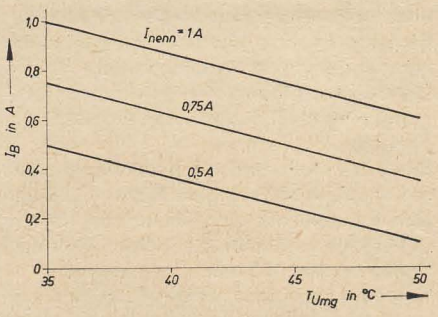


Bild 1: Belastungsstrom als Funktion der Umgebungstemperatur (Parameter = maximale Lastströme)

Aufbau

Die stabilisierten Spannungsquellen werden als Bausteine des RFT-Bausteinsystems hergestellt (Bild 2). Dadurch ist ein universeller Einsatz innerhalb dieses Bausteinsystems gewährleistet. Unter Verwen-

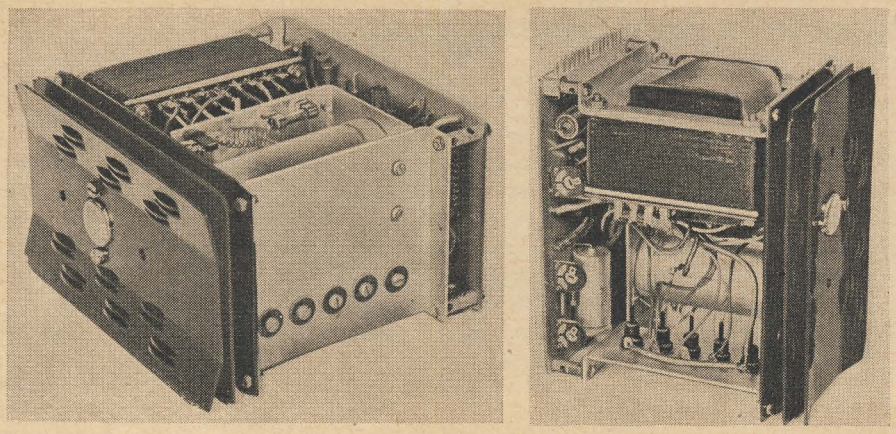


Bild 2: Zwei Netzgerätebausteine

dung der handelsüblichen Zubehörteile (Z-Schienen, U-Schienen, L-Schienen, Kunststoffgleitschienen usw.) können sie in die bisher gebräuchlichen Normeinschübe eingebaut werden. Auch in den neuen Gehäusen der Schalenbauweise, die ausschließlich nach den konstruktiven Gesichtspunkten des RFT-Bausteinsystems hergestellt werden, lassen sie sich gut einsetzen.

Ein Baustein besteht aus der gedruckten Leiterplatte mit der 24poligen Steckerleiste (Zeibina-Steckverbindung) und einer Aluminiumplatte, auf der der Leistungstransistor und zur besseren Wärmeableitung zwei weitere Aluminiumkühlflächen montiert sind.

Zwei Querbleche, die als Verbindung zwischen der Leiterplatte und den Aluminiumplatten dienen, werden einmal zur Befestigung des Netztransformators und zum anderen als Montageblech für die Gleichrichterdioden und den Befestigungswinkel für den Ladekondensator benutzt.

Die Leiterplatte und die Aluminiumplatten haben die Abmessungen 90 mm × 150 mm. Der Baustein hat eine Breite von 110 mm (Gleitschienenabstand). Die Maximalbreite beträgt 135 mm.

Um eine ausreichende Kühlung des Leistungstransistors zu gewährleisten, wurde dieser ohne zusätzliche Isolation auf das Aluminiumkühlblech aufgesetzt. Dadurch liegen alle Metallteile des Netzgerätebausteins auf dem Potential der Gleichspannung, die am Ladekondensator herrscht. Es muß beim Einbau darauf geachtet werden, daß diese Metallteile des Bausteins nicht mit dem Gestell des Einschubs in Berührung kommen. Das ist jedoch leicht möglich, da die Gleitschienen, in denen der Baustein geführt wird, aus Kunststoffteilen bestehen.

Verlustleistung des Längstransistors

Der Längstransistor T_1 hat die Schwankung der Eingangsgleichspannung, die durch Schwankung der Netzspannung hervorgerufen wird, vollkommen aufzunehmen. Außerdem muß er die durch Laständerung bedingte Schwankung der Eingangsspannung ausregeln. Auch die am Ladekondensator noch vorhandene Brummspannung hat der Längstransistor aufzunehmen. Die größte Leistung am Längstransistor tritt bei Netzüberspannung und maximalem Laststrom auf. Beträgt die Umgebungstemperatur dabei noch 35 °C, wird der Transistor bis zu den zulässigen Grenzdaten beansprucht.

Die Netzgeräte, die einen Laststrom von 1 A liefern, sind mit einem OC 26 als Leistungstransistor bestückt. Er hat einen inneren Wärmewiderstand von 1,2 °C/W und eine zulässige Kristalltemperatur von 90 °C.

Der Wärmeübergangswiderstand zwischen Transistorgehäuse-Kühlblech-Luft beträgt 3,8 °C/W. Der Gesamtwärmewiderstand erhöht sich dadurch auf 5 °C/W.

Die verbleibende Temperaturdifferenz zwischen Kristalltemperatur und Umgebungstemperatur ist

$$90\,°C - 35\,°C = 55\,°C.$$

Diese Temperaturdifferenz setzt die obere Leistungsgrenze des Transistors fest.

$$P_{v\,max} = \frac{55\,°C}{5\,°C/W} = 11\,W$$

Mit der gegebenen Kühlfläche können im Leistungstransistor maximal 11 W in Wärme umgesetzt werden. Eine größere Leistung würde zur Erhöhung der Kristalltemperatur im Transistor und damit zur Zerstörung desselben führen.

Die obere Leistungsgrenze und der maximale Laststrom bestimmen den Spannungsabfall, der im ungünstigsten Fall über dem Transistor auftreten darf.

Im vorliegenden Beispiel sind es 10 V, da der Strom bis zum Ansprechen der Sicherung um 10% ansteigen kann.

Die Kniespannung des verwendeten Leistungstransistors beträgt etwa 1 V. Unter diesen Wert darf die Kollektor-Emitterspannung nicht absinken. Somit verbleibt eine Spannungsdifferenz von 9 V zum Ausregeln der auftretenden Schwankungen der Eingangsgleichspannung sowie der Brummspannung.

Die Brummspannung am Ladekondensator hat einen Spitzenwert von 1,5 V_s. Die allgemeine Beziehung für die Bestimmung der Eingangsgleichspannung lautet:

$$U_o = U_a + U_{CE\,Rest} + U_{Br}$$

Schwankungen der Netzspannung von ± 10% rufen erfahrungsgemäß eine Änderung der Gleichspannung von etwa ± 13% hervor. Im folgenden wird mit einer Änderung von ± 15% gerechnet. Setzt man in die obige Beziehung die entsprechenden Werte ein, erhält man die minimale Eingangsspannung für das 6-V-Gerät:

$$U_{o\,min} = 6\,V + 1\,V + 1{,}5\,V = 8{,}5\,V$$

$$U_o = \frac{U_{o\,min}}{0{,}85} = \frac{8{,}5\,V}{0{,}85} = 10\,V$$

$$U_{o\,max} = 1{,}15 \cdot U_o = 11{,}5\,V$$

Der größte Spannungsabfall über dem Längstransistor wird bei Netzüberspannung 5,5 V. Die obere Leistungsgrenze von 11 W wird bei diesem Netzgerätetyp nicht erreicht.

Beim 12-V-Gerät tritt eine maximale Leistung von 8,5 W auf. Beim 18-V-Gerät wird die obere Leistungsgrenze bei einem Belastungsstrom von 750 mA erreicht. Der 24-V-Typ kann ebenfalls nur noch einen Strom von 750 mA liefern.

Wird der verwendete OC 26 durch einen OC 1016 (Tungsram) ersetzt, liegen die Leistungsverhältnisse etwas ungünstiger. Der Transistor OC 1016 hat einen inneren Wärmewiderstand von 1,8 °C/W und eine Kristalltemperatur von nur 75 °C. Bei 35 °C Umgebungstemperatur und gleichem Kühlblech kann man mit diesem Leistungstyp nur etwa 7 W zulassen. Das hat eine grundsätzliche Herabsetzung der maximalen Ausgangsleistung zur Folge.

Der ausschlaggebende Faktor für diese starke Leistungsverminderung ist weniger der größere Wärmewiderstand von 1,8 °C/W als vielmehr die geringere Kristalltemperatur von 75 °C. Mit einer Kristalltemperatur von 90 °C und R_{Th} = 1,8 °C/W könnte im Transistor bei gleichen Nebenbedingungen eine Leistung von 10 W umgesetzt werden.

Schaltung

Das Gesamtschaltbild der Netzgerätebausteine zeigt Bild 3. Es wurde die für derartige Netzgeräte übliche Serienregelung angewendet. Eine 6-V-Zenerdiode bildet die Referenzspannungsquelle für das Netzgerät. Dieser Typ (ZA 250/6) wurde wegen des geringen Temperaturkoeffizienten gewählt. Eine negative Stützspannung, die auf die Ausgangsspannung aufgestockt und ebenfalls mit Hilfe einer Zenerdiode stabilisiert wird, dient als Versorgungsspannung für den Verstärkertransistor und die Referenzdiode. Durch diese besondere vorstabilisierte Stützspannung sind die Arbeitspunkte des Transistors T_5 und der Referenzdiode Z_2 von den auftretenden Spannungsschwankungen weitgehend unabhängig.

Der Leistungstransistor T_1 wird über zwei Emitterfolger angesteuert, um den niedrigen Eingangswiderstand an den hochohmigen Ausgang des Verstärkers anzupassen. Die Restströme der beiden Emitterfolger T_2 und T_3 werden durch die Widerstände R_3 und R_4 weitgehend abgeleitet. Eine genaue Kompensation dieser Restströme ist in dieser Schaltung nicht

Fortsetzung auf Seite 435

K. STURM

Endikonröhren F 2,5 M 2 F 2,5 M 1-UR F 2,5 M 2a F 2,5 M 1a-UR

Allgemeines

Das Endikon gehört zur Gruppe der Bildaufnahmeröhren, bei der der innere Fotoeffekt zur Anwendung kommt. Es zeichnet sich gegenüber den anderen Aufnahmeröhren besonders durch einfachen Aufbau und kleine Abmessungen aus. Diese Eigenschaften ermöglichen den Einsatz der Röhren in kleinen handlichen Kameras, wie sie oft beim angewandten Fernsehen verwendet werden.
Die Röhre besteht aus zwei Grundelementen, dem Abtaststrahlsystem und der Fotohalbleiterschicht, die gleichzeitig die Speicherelektrode (Signalplatte) bildet.
Die Halbleiterschicht ist auf eine durchsichtige, aber leitende Zinnoxidschicht aufgedampft, die ihrerseits auf einer optisch einwandfreien Planglasscheibe aufgebracht ist. Die Glasscheibe mit der Halbleiterschicht bildet die Frontplatte des Endikons. An der Signalplatte (Zinnoxidschicht) liegt eine positive Spannung. Das Strahlsystem, das am Ende der Röhre eingeschmolzen ist, erzeugt den Abtaststrahl. Dieser wird magnetisch fokussiert und abgelenkt. Das Bildsignal wird durch Abtastung der rückwärtigen Fläche des Fotohalbleiters mit langsamen Elektronen erzeugt.

Erklärung der Typenbezeichnung

Die Typenbezeichnung der Endikons entspricht derjenigen für Oszillografen- und Bildwiedergaberöhren. Sie besteht aus 2 bzw. 3 Buchstaben und 2 Zahlen, z. B. F 2,5 M 1a.
Der 1. Buchstabe bedeutet:

F = Bildaufnahmeröhre

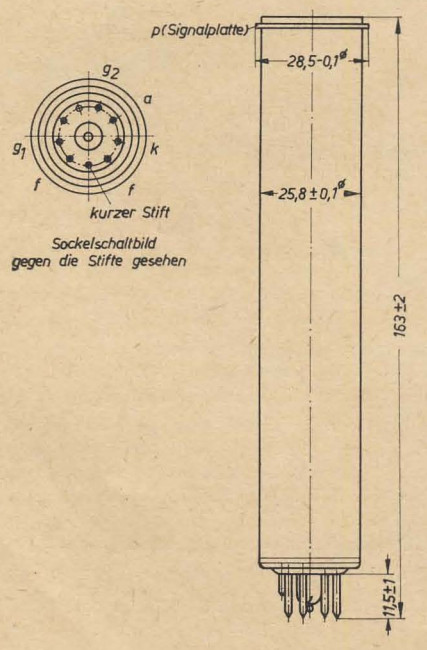
Die folgende 1. Zahl gibt den größten Kolbendurchmesser in Zentimeter an.
Der 2. Buchstabe bedeutet:

M = magnetisch fokussiert und magnetisch abgelenkt.

Die folgende 2. Zahl gibt die Seriennummer an.
Weitere an die letzte Zahl angehängte Kleinbuchstaben kennzeichnen eine Qualitätsauswahl der betreffenden Röhre.

Während die **F 2,5 M 2** auch für Film und Diaabtaster beim Fernsehfunk verwendet wird, ist die **F 2,5 M 2a** ausschließlich für angewandte Fernsehtechnik bestimmt.
Die F 2,5 M 2 und F 2,5 M 2a sind Folgetypen der F 2,5 M 1, F 2,5 M 1a und b, sie sind jedoch lichtempfindlicher als ihre Vorgängertypen und besitzen geringere Trägheitserscheinungen.

Die **F 2,5 M 1 – UR** und **F 2,5 M 1a – UR** können sowohl im sichtbaren Spektralgebiet als auch im nahen Ultrarot bis etwa 1,9 μm verwendet werden. Hier ist neben der Empfindlichkeit besonders auf die geringe Trägheit hinzuweisen. Die Röhren können somit zur Übertragung bewegter Objekte verwendet werden, ohne daß dabei Nachzieherscheinungen auf dem Fernsehbild zu erkennen sind.
Die UR-Endikons können auch zur Überwachung von Arbeitsvorgängen herangezogen werden, die sich vorwiegend in dunklen Räumen abspielen, z. B. Filmfabriken und Entwicklungsanstalten. Die Bildaufnahme erfolgt hier ausschließlich bei UR-Beleuchtung.
Gegenüber der F 2,5 M 1 – UR ist die Empfindlichkeit bei der F 2,5 M 1a – UR etwas geringer.



Sockelschaltbild gegen die Stifte gesehen

Bild 2: Abmessungen und Sockelschaltbild der Endikonröhren

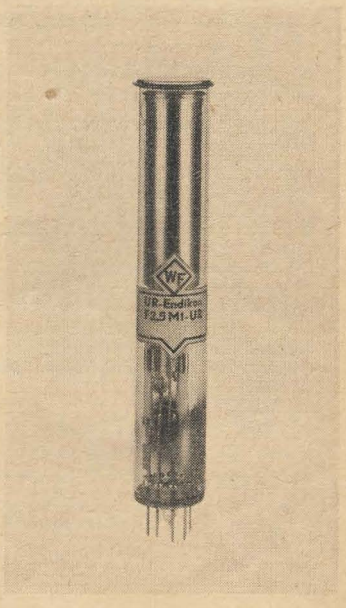


Bild 1: UR-Endikon F 2,5 M 1 – UR

Technische Daten	F 2,5 M 2 F 2,5 M 2a	F 2,5 M 1 —UR F 2,5 M 1a — UR
Masse in g	≈ 50	≈ 50
Röhrenstandard		TGL 200–8150
Fokussierung	magnetisch	magnetisch
Ablenkung	magnetisch	magnetisch
Strahljustierung	Korrekturspule oder -magnet	Korrekturspule oder -magnet
Bildformat in mm	9,6 × 12,8	9,6 × 12,8
BETRIEBSSPANNUNGEN		
Anodenspannung U_a in V	300···400	250···350
Spannung am Gitter 2 U_{g2} in V	300···400	300···400
Gitterspannung U_{g1} in V	— 20···— 100	— 20···— 100
Signalplattenvorspannung U_p in V	5···100	15···60
GRENZWERTE		
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	600	600
Spannung am Gitter 2 $U_{g2\,max}$ in V	600	600
Gitterspannung $U_{g1\,max}$ in V	— 150	— 150
Signalplattenvorspannung $U_{p\,max}$ in V	100	100
Dunkelstrom $I_{D\,max}$ in μA	0,2	0,2
Signalstrom $I_{sig\,max}$ in μA	0,5	0,4
Beleuchtungsstärke auf der Fotohalbleiterschicht E_{max} in Lx	3000	50
Temperatur der Planscheibe $t_{p\,max}$ in °C	+ 60	+ 30
KAPAZITÄT		
Signalplatte gegen alle übrigen Elektroden $C_{sig/-}$ in pF	≈ 5	≈ 5
HEIZUNG (indirekt geheizte Oxidkatode)		
Heizspannung U_f in V	6,3	6,3
Heizstrom I_f in A	0,3	0,3

BETRIEBSWERTE für das Endikon F 2,5 M 2a

Beleuchtungsstärke auf der Fotohalbleiterschicht E in Lx	10[1])
Signalplattenvorspannung U_p in V	30···80
Dunkelstrom I_D in μA	0,1
Signalstrom I_{sig} in μA	≧ 0,2
Restsignal nach 40 ms in %	30···35
Restsignal von < 10% nach einer Abklingzeit t in ms	≈ 150

BETRIEBSWERTE für das Endikon F 2,5 M 1 – UR

Beleuchtungsstärke auf der Fotohalbleiterschicht E in Lx	2[2])
Signalplattenvorspannung U_p in V	15···60
Dunkelstrom I_D in μA	< 0,15
Signalstrom I_{sig} in μA	0,16···0,25
Signalstrom I_{sig} mit 2 mm UG-6-Filter in μA	0,1···0,13
Restsignal nach 40 ms in %	10
Auflösung in %	≧ 15[3])

BETRIEBSWERTE für das Endikon F 2,5 M 2

Beleuchtungsstärke auf der Fotohalbleiterschicht E in Lx	1000[1])
Signalplattenvorspannung U_p in V	10···40
Dunkelstrom I_D in μA	< 0,02
Signalstrom I_{sig} in μA	0,4
Übertragungsgamma für Signalströme 0,02···0,3 μA	0,5···0,8
Signal-Rausch-Verhältnis in dB	≈ 40
Auflösung (Modulationstiefe bei 5 MHz bzg. auf 0,5 MHz) in %	
Bildmitte	≧ 30
Bildrand	≧ 20

BETRIEBSWERTE für das Endikon F 2,5 M 1a – UR

Beleuchtungsstärke auf der Fotohalbleiterschicht E in Lx	2[2])
Signalplattenvorspannung U_p in V	15···60
Dunkelstrom I_D in μA	≦ 0,15
Signalstrom I_{sig} in μA	0,11···0,15
Signalstrom I_{sig} mit 2 mm UG-6-Filter in μA	0,06···0,09
Restsignal nach 40 ms in %	10
Auflösung in %	≧ 15[3])

[1]) Farbtemperatur der Beleuchtungsquelle 2850 °K [2]) Farbtemperatur der Beleuchtungsquelle 2353 °K [3]) Modulationstiefe bei 5 MHz bezogen auf 0,5 MHz

Aus der Reparaturpraxis

Ein praktischer Zwischensockel

In der Fernsehreparaturpraxis hat sich ein mit wenigen Mitteln herstellbarer Zwischensockel außerordentlich bewährt. Die Einzelteile bestehen aus einem Steckerteil, wie er beim „Iris" zum Anschluß des Ablenksystems dient, und einer Miniaturfassung. Der 9polige Stecker wurde im Durchmesser verkleinert, damit er in die Röhrensockelabschirmungen paßt. Beide Teile sind durch feste, blanke Drähte verbunden, so daß der Zwischensockel eine Höhe von ungefähr 30 mm erreicht (Bild 1).

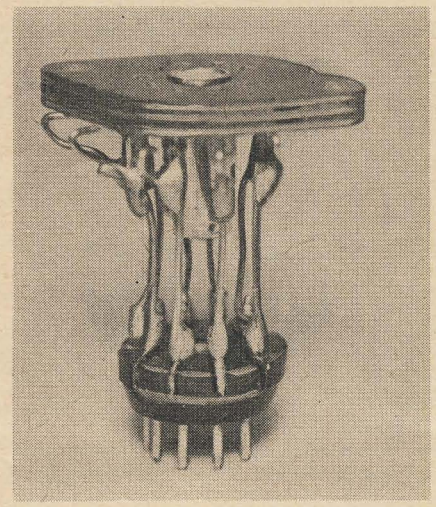


Bild 1

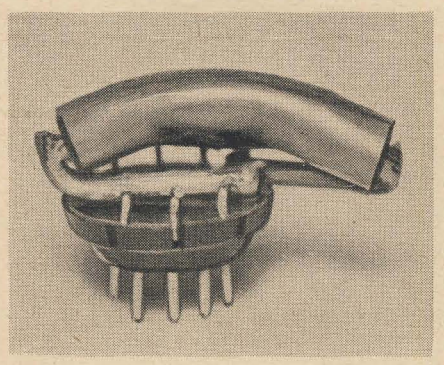


Bild 2

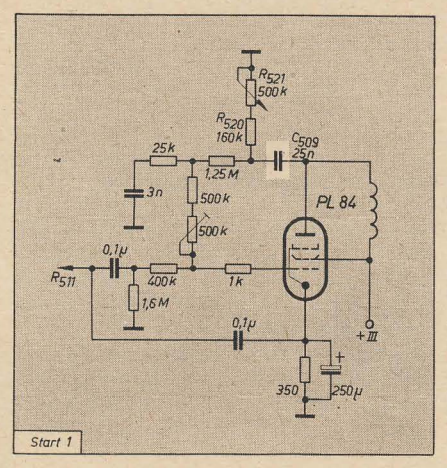
Die wichtigsten Spannungen, die mit diesem Hilfsgerät gemessen werden können, sind die Tunerspannungen, die sich ohne Öffnung des Tuners kontrollieren lassen. Bereits für diesen Einsatz lohnt sich die Herstellung der kleinen Hilfe, wenn man bedenkt, was alles demontiert werden muß, um z. B. die Schirmgitterspannung der PCF 82 im „Stadiontuner" zu messen. Ähnliches gilt für UHF-Tuner. Auch die Katodenspannung der Vorstufe vom „Lotos" läßt sich mühelos kontrollieren.
Der Zwischensockel erleichtert auch das Auffinden von Sockelpunkten bei unübersichtlichen Leiterplatten. Vielfach ermöglicht er überhaupt erst ein Herankommen an die Sockelanschlüsse; so z. B. im Zeilengenerator vom „Turnier", bei dem die Rückseite der Leiterplatte vom Chassis verdeckt ist.
Um die tatsächlichen, nicht vom falschen Arbeitspunkt der Röhre beeinflußten Sokkelspannungen in einem seriengeheizten Chassis zu prüfen, ersetzt man die Röhre durch einen Heizungsadapter (Bild 2), der aus einem 9poligen Stecker mit darübergelötetem Widerstand (20 Ω 2 W) besteht. Der Heizungsadapter bewährt sich insbesondere bei Messungen an der Taströhre und im Amplitudensieb mit seinen hochohmigen Widerständen.

K.-H. Finke

Bild zittert und ist unten eingerollt

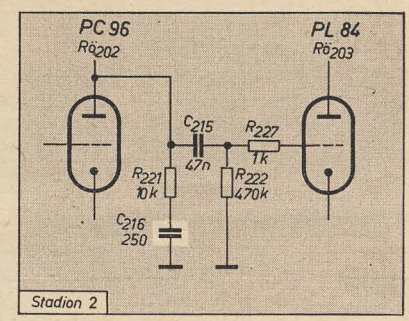
Ein in die Werkstatt eingelieferter Fernsehempfänger vom Typ Start 1 zeigte folgenden eigentümlichen Fehler: Sofort nach dem Einschalten begannen das obere und untere Bilddrittel zu zittern, das sich im Laufe der Zeit stark erhöhte. Da das Bild teilweise umklappte, konnte der Fehler durch eine defekte PL 84 hervorgerufen werden. Den Verdacht bestärkte noch eine geringe positive Spannung am Gitter 1 dieser Röhre. Da ein Röhrenwechsel erfolglos blieb, wurden entsprechend dem Stromlaufplan die Oszillogramme 19 bis 25 untersucht. Die Impulse am Sperrschwinger zeigten keine Veränderung, erst vom Steuergitter der PL 84 an zitterten die Oszillogramme im gleichen Rhythmus wie das Bild. Nun konnte nur noch ein Bauelement im Gegenkopplungszweig fehlerhaft sein, denn auch die Katodenkombination war in Ordnung. Das Gerät wurde ausgeschaltet und ohne Röhrenheizung wieder in Betrieb genommen. Die Spannung zwischen Gitter 1 der PL 84 und Masse wurde von einem hochohmigen Meßinstrument angezeigt, während die betreffenden Bauelemente von einer Heißluftdusche erwärmt wurden. Dabei stieg die Gitterspannung trotz gezogener PL 84 von + 2 V auf etwa + 20 V an. Als fehlerhaftes Bauelement ergab sich schließlich C_{509}, dessen Isolationswiderstand sich bis auf einige 100 kΩ verringerte. Die positive Spannung an G_1 bewirkte eine rhythmische Verschiebung des Arbeitspunktes ins Gitterstromgebiet und damit einen großen Strom durch die Vertikalendröhre. Die Impulse an der Anode waren deshalb wesentlich größer als angegeben. Über die Widerstände R_{520} und R_{521} entlud sich C_{509}. Deshalb konnte durch Verstellen von R_{521} (Bildlinearität unten) das Zittern auch beeinflußt werden. Mit einem neuen Gewaplast-Kondensator von 22 nF arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

-er



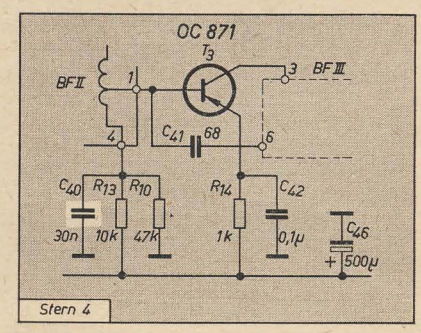
Tonstörung beim „Stadion 2"

Es trat ein zeitweiliges Dröhnen, Knacken, Pfeifen und Verzerren des Tones auf.
Zuerst wurde die Ton-ZF-Platine spannungsmäßig überprüft und für normal befunden. Auch ein probeweiser Röhrenwechsel von $Rö_{201, 202, 203}$ blieb erfolglos. Als Fehlerursache wurde eine zeitweilige Unterbrechung von C_{216} festgestellt. Nach Auswechseln des Kondensators arbeitete das Gerät einwandfrei.



Ton sehr leise und Verzerren beim Koffersuper „Stern 4"

Beim Überprüfen des Gerätes stellte sich heraus, daß von T_4 (OC 826) ab das NF-Signal noch unverzerrt verstärkt wurde. Wurde ein Signal an die Basis von T_3 (OC 871) gegeben, verzerrte das Gerät.

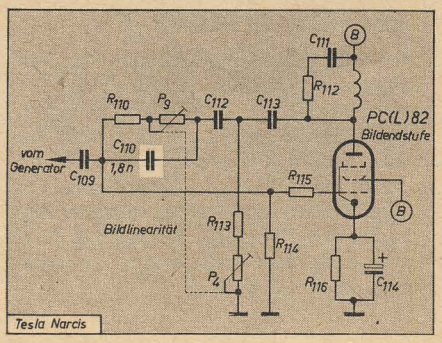


Bei einer Spannungsüberprüfung wurde festgestellt, daß an T_3 sämtliche Spannungen vom Sollwert abwichen. Ein probeweises Auswechseln von T_3 war erfolglos. Die Fehlerursache war der durchgeschlagene Kondensator C_{40} (30 nF).

G. Enghardt

Fehler im Vertikalkippteil beim TV-Empfänger „Narcis" (Tesla)

Es trat ein starkes Zucken der Bildamplitude auf. Weiter wurde festgestellt, daß die Linearität der oberen Bildhälfte mangelhaft war; der entsprechende Regler P_9 220 kΩ ergab beim Durchdrehen keine wesentliche Änderung. Beim Zurückdrehen des Reglers P_3 1 MΩ (Bildhöhe) auf etwa ein Drittel der normalen Amplitude stand das Bild einwandfrei, jedoch war die Linearität am oberen Bildrand immer noch mangelhaft.

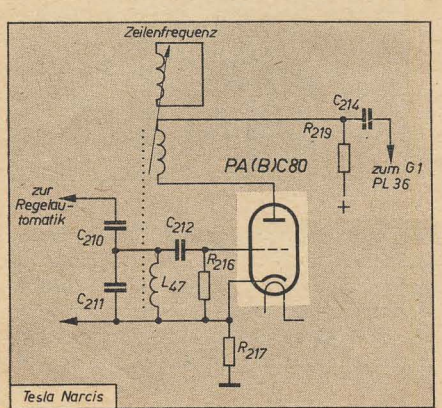


Bei der nun einsetzenden Fehlersuche im Gegenkopplungszweig der Vertikalendstufe, wobei die entsprechenden Widerstände und Kondensatoren überprüft wurden, erwies sich C_{110} 1,8 nF als fehlerhaft (Feinschluß).
Hierdurch wurden R_{10} und P_9 überbrückt. Nach Auswechseln von C_{110}, welcher besser durch einen 1-nF-Kondensator ersetzt wird, war das Gerät wieder einwandfrei.

Fehler im Horizontalkippteil beim TV-Empfänger „Narcis" (Tesla)

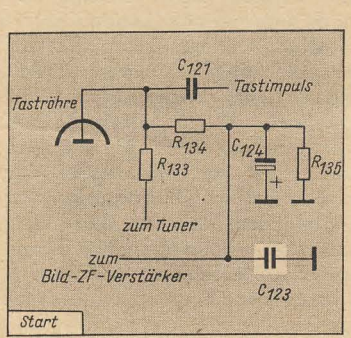
Bei einem „Narcis" trat nach drei- bis vierstündiger Betriebszeit der folgende Fehler auf. Der Kontrast ging plötzlich zurück; die Bildröhre zeigte nur noch schwache Helligkeit; das Bild war verbrummt und sinusförmig verzogen. Durch kurzzeitiges Aus- und Einschalten ließ sich der Fehler meistens beseitigen. Eine Überprüfung der Horizontalendstufe einschließlich der Röhren PL 36 und PY 83 blieb ohne Erfolg. Da es sich aber hier um einen typischen Erwärmungsfehler handelte, wurde das Gerät abgedeckt, um eine höhere Erwärmung zu erzielen.
Bereits nach 15 min trat nun der Fehler auf und ließ sich auch durch keinen Schaltvorgang mehr beseitigen. Der Verdacht fiel nun auf den Zeilengenerator (C-System der PABC 80), was sich auch bestätigte. Es trat zeitweise ein Heizfaden-Katodenschluß auf. Nach Auswechseln der Generatorröhre sowie des R_{217} 470 Ω war die Funktion des Gerätes wieder einwandfrei.

H. Wagner



Übersteuerung eines TV-Empfängers in Sendernähe

Der Fehler im TV-Empfänger „Start" wurde in der getasteten Regelung vermutet. Der Kontrast ließ sich nicht richtig regeln. Die Spannungen an der PCL 84 (Taströhre) waren normal, auch die Röhre selbst wurde ohne Erfolg gewechselt.
Beim Herausdrehen des Kontrastes gingen die Katodenspannungen der beiden geregelten ZF-Röhren EF 80 nicht auf Null zurück, d. h. also, daß die beiden Röhren

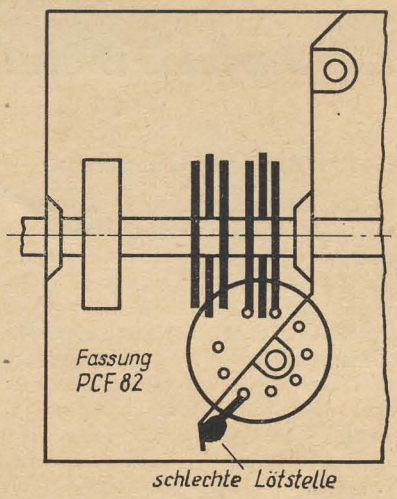


nicht negativ genug angesteuert wurden. Bei der Untersuchung der Regelleitung wurde festgestellt, daß der Kondensator C_{123} 3 nF Feinschluß hatte und so einen Teil der negativen Vorspannung kurzschloß.
Nach Einbau eines neuen 3-nF-Kondensators ließ sich der Kontrast wieder einwandfrei herausdrehen.

G. Schulz

Kein Ton und schlechtes Bild

Bei einem TV-Empfänger „Start" setzte etwa fünf Minuten nach dem Einschalten der Ton völlig aus; das Bild verrauschte stark. Durch Beklopfen oder Nachstellen des Kanalwählers setzt der Ton wieder ein; das Bild wurde auch besser. Weder Ölen der Umschaltkontakte für Band I und III mit Wellenschalteröl „d", noch Röhrenwechsel brachten eine Besserung. Nach genauer Sichtkontrolle aller Lötstellen

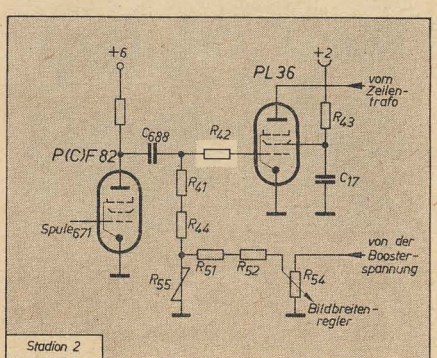


stellte sich heraus, daß eine der Lötstellen, mit denen das Abschirmblech (Trennblech der zwei Kammern) angelötet ist, locker war. Dadurch ändern sich die Kapazitäten zwischen Röhrenfassung und Blech, so daß der Oszillator verstimmt wird. Nach Beseitigung der lockeren Lötstelle arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

B. Heidenreich

Keine Hochspannung im „Stadion 2"

Nachdem die Hochspannung schon wiederholt nur zögernd und wahrscheinlich auch nicht in der richtigen Höhe gekommen war, blieb sie vollständig aus. Am Gitter der PL 36 wurde nur eine Spannung von — 10 V gemessen.
Die Vermutung, daß der Zeilengenerator die Ursache ist, bestätigte sich nicht. Die Spannungen stimmten einwandfrei, und auch versuchsweises Wechseln der PCF 82 und PL 36 blieb erfolglos.
Die Impulse zur Aussteuerung der Zeilenendstufe waren stark deformiert und damit unwirksam.



Daraufhin wurde die Verbindung von C_{688} bis zur Röhre PL 36 auf etwa vorhandene hochohmige kalte Lötstellen untersucht und die Widerstände am Gitter der Röhre PL 36 mit dem Ohmmeter überprüft.
Dabei stellte sich heraus, daß R_{42} am Gitter der PL 36 einen Wert von etwa 250 kΩ hatte (vermutlich Kappenfehler). Nachdem der Widerstand gewechselt war (der richtige Wert ist 1 kΩ), arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

S. Geiseler

Fortsetzung von Seite 430

erforderlich, da durch R_{16} eine ständige Vorlast gegeben ist.
An R_5 wird eine dem Ausgangsstrom proportionale Spannung abgegriffen und zur Ansteuerung des Sicherungstransistors T_4 benutzt. Der Ansprechwert der elektronischen Sicherung wird mit R_6 genau eingestellt.
R_{14} und R_{15} bilden in Verbindung mit dem Spannungsteiler R_{11}, R_{12}, R_{13} die übliche Schaltung zur Kompensation des Innenwiderstandes. Die parallel zum Ausgang geschaltete Diode D_6 dient als Schutz bei der Reihenschaltung mehrerer Netzgeräte sowie zur Ableitung von Spannungsspitzen bei induktiver Last. Der Ausgang ist mit einem Elektrolytkondensator kapazitiv überbrückt, um den dynamischen Innenwiderstand klein zu halten. Auf eine besondere Temperaturkompensation wurde bei diesen Netzgerätebausteinen verzichtet. Andere Besonderheiten weist diese Schaltung nicht auf.

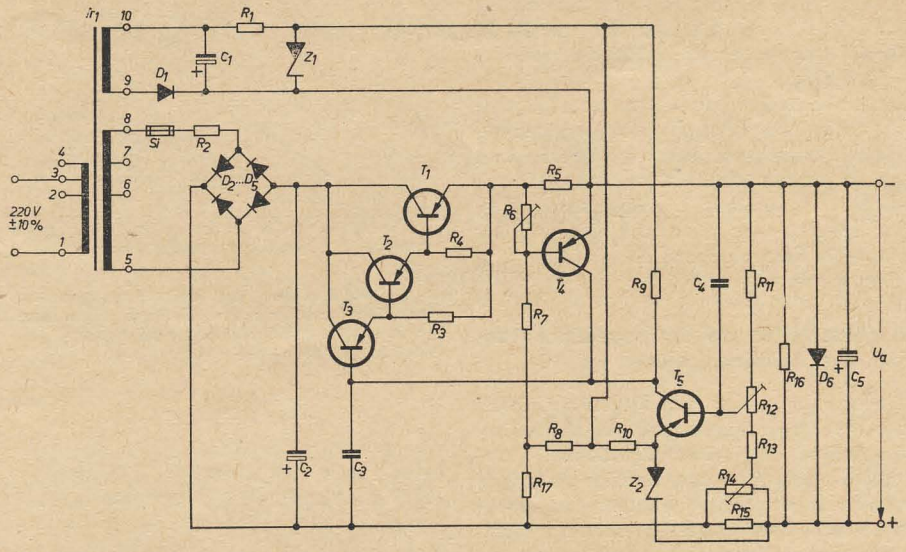


Bild 3: Stromlaufplan der Netzgerätebausteine

Zusammenfassung

Es werden Netzgerätebausteine beschrieben, die im RFT-Bausteinsystem aufgebaut wurden. Diese Form des Aufbaus ist durch die steigende Verwendung von elektronischen Bausteinen in Seriengeräten notwendig geworden.
Ein wichtiger Punkt bei der Dimensionierung eines transistorisierten Netzgerätes ist die auftretende Verlustleistung im Längstransistor. Deswegen wurde diesem Punkt ein besonderer Abschnitt gewidmet. Aus diesen Untersuchungen geht hervor, daß für die obere Leistungsgrenze in erster Linie die maximal zulässige Kristalltemperatur und nicht der innere Wärmewiderstand maßgebend ist, wenn man nicht eine starke Volumenzunahme des Bausteins infolge einer wesentlichen Vergrößerung der Kühlfläche in Kauf nehmen will.
Eine elektronische Sicherung, die vollkommen selbsttätig arbeitet, schützt das Netzgerät und damit auch den angeschlossenen Verbraucher vor einer Überlastung. Bei äußeren Kurzschlüssen spricht die elektronische Sicherung ebenfalls an und begrenzt den Kurzschlußstrom auf einen zulässigen Wert, der ungefähr ein Viertel des maximalen Laststromes beträgt.
Der Innenwiderstand läßt sich in bestimmten Grenzen einstellen, so daß eine optimale Anpassung an den jeweiligen Betriebsfall möglich ist.
Die beschriebenen Netzgeräte-Bausteine haben sich beim praktischen Einsatz gut bewährt. Sie werden serienmäßig von der PGH „Funkmechanik" in Heidenau/Sa., Pirnaer Straße 11, hergestellt. Anfragen über Liefermöglichkeiten bzw. über genauere Daten dieser Netzgeräte sind an diese PGH zu richten.

Literatur

[1] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961), H. 15, S. 482–485; H. 16, S. 519–521; H. 17, S. 545–547

[2] Rudolph, W.: Transistorisierte Labornetzgeräte für Entwicklung und Service. radio und fernsehen 13 (1964), H. 13, S. 409–411

[3] Denda, W.: Der transistorisierte Spannungsstabilisator. radio und fernsehen 13 (1964), H. 21, S. 646–648; H. 22, S. 678–679; H. 23, S. 714–717

[4] Möckel, R.: Erzielbare Ausgangsleistungen von halbleiterstabilisierten Netzgeräten. radio und fernsehen 13 (1964), H. 23, S. 730–731; H. 24, S. 755–756

Verstärkungsregelung von Transistoren in VHF/UHF-Tunern

Abwärtsregelung

Zur Verstärkungsregelung von HF-Transistoren werden hauptsächlich zwei Verfahren angewendet. Da ist zunächst die sog. Abwärtsregelung, bei der vom Arbeitspunkt ausgehend der Kollektorruhestrom verringert und dadurch die Steilheit des Transistors gesenkt wird. Gleichzeitig steigt dabei aber auch der Eingangs- und Innenwiderstand an, so daß sich unter der Voraussetzung, daß der Transistor im Arbeitspunkt sowohl eingangs- als auch ausgangsseitig leistungsangepaßt ist, eine Fehlanpassung ergibt, die zusammen mit der Steilheitsänderung die Verstärkung der Stufe vermindert.

Aufwärtsregelung

Bei der sog. Aufwärtsregelung wird vom Arbeitspunkt aus der Kollektorruhestrom vergrößert. Um aber auch hierdurch mit „normalen" HF-Transistoren im Gegensatz zu den „Regeltransistoren" eine Herabsetzung der Verstärkung erzielen zu können, ist im Kollektorstromkreis ein für das hochfrequente Signal kapazitiv überbrückter, relativ hoher Gleichstromwiderstand erforderlich, damit die Kollektorgleichspannung bis in das Gebiet der Kollektorrestspannung absinken kann (Kollektorspannungsregelung!). In diesem Gebiet verringert sich dann bei weiter abnehmender Kollektorspannung gleichzeitig sowohl die Steilheit als auch der Innenwiderstand und damit auch die Verstärkung.

Vor- und Nachteile der beiden Regelungsarten

Leider hat aber das starke Absinken der Kollektorspannung zur Folge, daß sich auch die Kollektorkapazität verändert, so daß sich zusammen mit der extremen Innenwiderstandsabnahme eine starke Verformung der Tuner-Selektionskurve nicht vermeiden läßt.
Aus diesen Gründen eignet sich diese Art der Aufwärtsregelung – die im Grunde eine Kollektorspannungsregelung ist – in VHF/UHF-Tunern nur bedingt.
Diesem Nachteil steht aber ein wichtiger Vorteil gegenüber, da bei Aufwärtsregelung einer Transistor-HF-Stufe im Gegensatz zur Abwärtsregelung die Übersteuerungsgrenze zu ziemlich großen Werten der HF-Eingangsspannung hinausgeschoben werden kann. Die Kennlinien im Bild 1 zeigen deutlich, daß die Ausgangsspannung bei nicht geregeltem Zustand des Transistors bis etwa 20 mV an 60 Ω der Eingangsspannung streng linear folgt und bei einer Aufwärtsregelung um 20 dB der proportionale Verlauf der Ausgangs-

spannung bei einer Eingangsspannung bis 200 mV sichergestellt ist, der bei 20 dB Abwärtsregelung nur bis 20 mV gewährleistet bleibt.

Untersuchungen haben nun gezeigt, daß es zahlreiche Fernsehversorgungsgebiete gibt, in denen mit weitaus größeren Eingangsspannungen als 20 mV an 60 Ω gerechnet werden muß. Die Abwärtsregelung ist deshalb – wenigstens aus diesen Gründen – in Fernsehtunern ebenfalls nur bedingt geeignet.

Regeltransistor und nicht regelbarer Transistor bei Aufwärtsregelung

Neuerdings stehen nun Regeltransistoren zur Verfügung, die spezielle Eigenschaften gegenüber den „nicht regelbaren" Transistoren aufweisen und dadurch die bisher der Aufwärtsregelung anhaftenden Nachteile nicht nur vermeiden, sondern sogar noch einige Vorteile gegenüber der Abwärtsregelung haben.

Als wichtigsten Unterschied zeigt der Regeltransistor gegenüber dem nicht regelbaren Transistor einen völlig anderen Verlauf der Steilheit in Abhängigkeit vom Emitterstrom, wie aus Bild 2 ersichtlich ist. Es ist dort der Steilheitsbetrag |S| über dem Emitterstrom I_E aufgetragen, wobei die Kollektorspannung konstant gehalten wurde. Während die Steilheit des nicht regelbaren Transistors „nur" in eine Sättigung läuft, erfährt sie beim Regeltransistor nach einem verhältnismäßig spitzen Maximum mit steigendem Emitterstrom wieder einen starken Abfall. Damit wäre also schon ohne den vorher erwähnten Gleichstromaußenwiderstand im Kollektorstromkreis die erwünschte Regelwirkung gegeben.

Wegen des aus Stabilitätsgründen unvermeidlichen Emitterwiderstandes wird dieser reinen Stromaufwärtsregelung noch ein gewisser Anteil Kollektorspannungsregelung überlagert. Der Steilheitsabfall wird nämlich noch von einer zusätzlichen Innenwiderstandsabnahme durch die restliche Kollektorspannungsänderung begleitet, wie der Verlauf des Kurzschlußinnenwiderstandes eines derartigen Regeltransistors in Abhängigkeit vom Emitterstrom im Bild 3 zeigt. Dort ist zunächst die Kurve für konstante Kollektorspannung aufgetragen und im Vergleich dazu die Abhängigkeit bei Verwendung eines Emitterwiderstandes von 1 kΩ. Bild 4 zeigt den Verlauf des Kurzschlußwiderstandes für einen nicht regelbaren Transistor in Abhängigkeit vom Emitterruhestrom, einmal für konstante Kollektorspannung und vergleichsweise für einen Gleichstromwiderstand von 3,3 kΩ im Kollektorstromkreis, wie er für eine Aufwärtsregelung (Kollektorspannungsregelung!) eines nicht regelbaren Transistors aus den vorher genannten Gründen unbedingt notwendig ist.

Zu der Verformung der Selektionskurven durch die Innenwiderstandsänderung – der Innenwiderstand des Transistors liegt parallel zum HF-Bandfilter – kommt noch der Einfluß durch die mit der Kollektorspannung veränderliche Ausgangskapazität des Transistors. Im Bild 5 sind die Ausgangskapazitäten normiert dargestellt. Die Änderung der Ausgangskapazität des

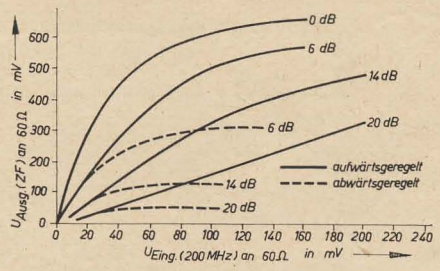


Bild 1: Abhängigkeit der ZF-Ausgangsspannung eines VHF-Tuners von der HF-Eingangsspannung für verschiedene Regelbeträge der Vorstufe bei Abwärts- und Aufwärtsregelung

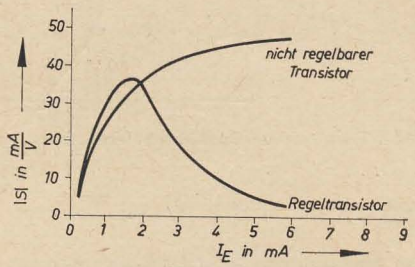


Bild 2: Steilheit |S| in Abhängigkeit vom Emitterstrom bei konstanter Kollektorspannung. Meßfrequenz: 200 MHz

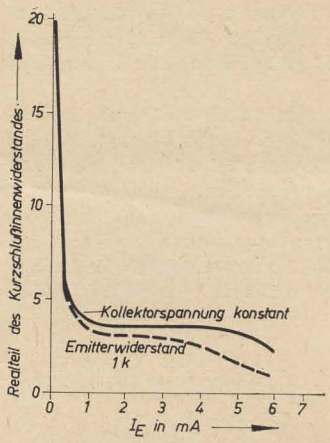


Bild 3: Abhängigkeit des Kurzschluß-Innenwiderstandes des Regeltransistors AF 109 vom Emitterstrom. Meßfrequenz: 200 MHz

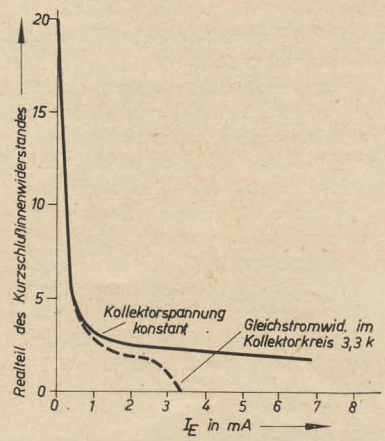


Bild 4: Abhängigkeit des Kurzschluß-Innenwiderstandes des nicht regelbaren Transistors AF 106 vom Emitterstrom. Meßfrequenz: 200 MHz

Regeltransistors mit seinem relativ niedrigen Emitterwiderstand von 1 kΩ ist durch die damit verbundene relativ geringe Kollektorspannungsänderung vernachlässigbar klein. Auch hier verhält sich der nicht regelbare Transistor ungünstiger wegen der durch den hohen äußeren Gleichstromwiderstand bedingten starken Kollektorspannungsänderung.

Die geschilderten Unterschiede zwischen Regeltransistor und nicht regelbarem Transistor bei Aufwärtsregelung sind an den Selektionskurven der Bilder 6a und 6b deutlich zu erkennen (200 MHz, Emitterschaltung). Während sich beim Regeltransistor die 20-dB-Regelungskurve kaum von der Kurve bei max. Verstärkung unterscheidet, sind beim nicht regelbaren Transistor schon bei nur um 10 dB verminderter Verstärkung wesentlich stärkere Verformungen zu beobachten, als bei 30 dB Verstärkungsrückgang des Regeltransistors.

Beim Fernsehempfang werden relativ hohe Ansprüche an den reflexionsfreien Abschluß der Antenne durch den Tuner eingang gestellt. Es besteht die Forderung, daß in der Nähe der Bildträgerfrequenz das Stehwellenverhältnis $s \leqq 3$, bzw. der Reflexionsfaktor $r \leqq 0{,}5$ sein soll. Dieser

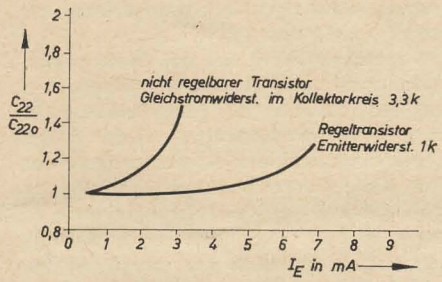


Bild 5: Änderung der Kurzschluß-Ausgangskapazität in Abhängigkeit vom Emitterstrom

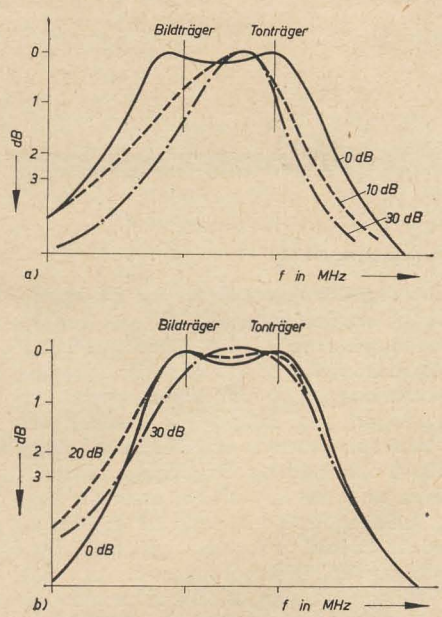


Bild 6: Verformung der Selektionskurven durch Aufwärtsregelung; a) beim nicht regelbaren Transistor in neutralisierter Emitterschaltung, Gleichstromwiderstand im Kollektorkreis 3,3 kΩ, Mittenfrequenz: etwa 200 MHz; b) eines Regeltransistors in neutralisierter Emitterschaltung, Emitterwiderstand 1 kΩ, Mittenfrequenz: etwa 200 MHz

Forderung kommt die Aufwärtsregelung weitgehend entgegen, da der Eingangswiderstand des Transistors beim Ansteigen des Kollektorruhestromes von einem gewissen Wert an in eine Art Sättigung läuft, wie es auch aus der Darstellung des Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Verstärkungsregelung im Bild 7 zu ersehen ist. Zum Vergleich wurde auch die Änderung des Reflexionsfaktors bei Abwärtsregelung dargestellt. Auch hier zeigt sich die deutliche Überlegenheit der Aufwärtsregelung.

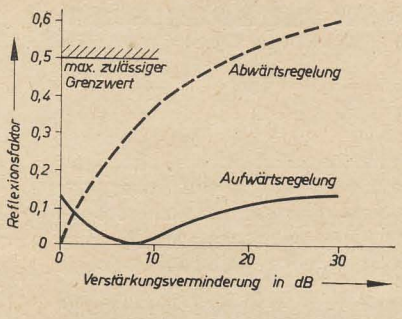


Bild 7: Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von der Verstärkungsverminderung durch Aufwärts- bzw. Abwärtsregelung bei einer Eingangsstufe mit einem Regeltransistor. Meßfrequenz: etwa 200 MHz

Wie sieht nun eine praktische Schaltung aus?

Im Bild 8 ist die Schaltung zur Verstärkungsregelung eines Tuners schematisch dargestellt. In der VHF-Vorstufe wird der Regeltransistor AF 109 und bei UHF der Typ AF 139 verwendet. Der AF 139 wird zwar nicht als ausgesprochener Regeltransistor propagiert, sein Regelverhalten – besonders sein geringes Einwirken auf die UHF-Selektionskurve – ist jedoch wesentlich günstiger, als es für den nicht regelbaren Transistor AF 106 angegeben wird. Der Tuner muß aus einer Betriebsspannung von etwa 200 V gespeist werden, da z. Z. die Fernsehgeräte noch mit Röhren und Transistoren gemischt bestückt sind. Die relativ niedrigen Kollektor- bzw. Basisspannungen von etwa 10 V werden deshalb aus Widerstandsteilern entnommen. Die Widerstände des Emitterspannungsteilers sind so ausgelegt, daß sich mit den Widerständen R_{E1} und R_{E2} jeweils ein effektiver Emitterwiderstand von etwa 1 kΩ ergibt, wobei durch den Schalter S wahlweise der Emitterspannungsteiler R_1/R_2 an den VHF- oder an den UHF-Transistor geschaltet werden kann. Für die Basisspannungen wird ebenfalls ein gemeinsamer Spannungsteiler verwendet, wobei jedoch durch zwei parallel geschaltete Potentiometer R_7 und R_8 trotzdem eine getrennte Einstellung der Basisspannungen für die beiden Vorstufentransistoren möglich ist, so daß in jedem Falle die Arbeitspunkte für die max. Verstärkung gewährleistet werden.

Als Regelspannungsquelle steht z. Z. in den noch gemischt bestückten Fernsehgeräten ein getasteter Röhrengleichrichter zur Verfügung, der eine gegen Masse negative Regelspannung liefert. Mit den modernen Trioden wie PCL 200 o. ä. können getastete Gleichrichter mit ziemlich großer Spannungsausbeute trotz Verwendung verhältnismäßig niederohmiger Außenwiderstände aufgebaut werden. Die Niederohmigkeit ist erforderlich, da die Basisteilerwiderstände für die Transistoren aus Gründen der Temperaturstabilität der Arbeitspunkte einen gewissen Widerstandswert nicht überschreiten dürfen, und da außerdem für die Regelung von Transistoren eine relative große Regelleistung erforderlich ist.

Da mit der Regelung der Transistoren ein Ansteigen der Rauschzahl kTo verbunden ist, muß, damit ein genügend großer Abstand des Nutzsignals vom Rauschsignal erzielt wird, die Regelung der HF-Transistoren gegenüber der Regelung der ZF-Stufen verzögert einsetzen, und zwar möglichst erst von einer HF-Eingangsspannung von 1 bis 2 mV (an 60 Ω) an. Diese Regelverzögerung kann in einfacher Weise mit einer Diode im Fußpunkt des Basis-Spannungsteilers erreicht werden (s. Bild 8). Der Fußpunkt des Außenwiderstandes der getasteten Gleichrichterröhre liegt ebenfalls über diese Diode an Masse. Bei fehlender negativer Regelspannung an der Anode der Taströhre ist die Diode infolge der positiven Spannung vom Basisteiler zunächst leitend und schließt den Basisteilerwiderstand R_9 praktisch gegen Masse kurz, wobei durch die Diode ein gewisser Strom I_1 in Durchlaßrichtung fließt. Mit steigender negativer Regelspannung an

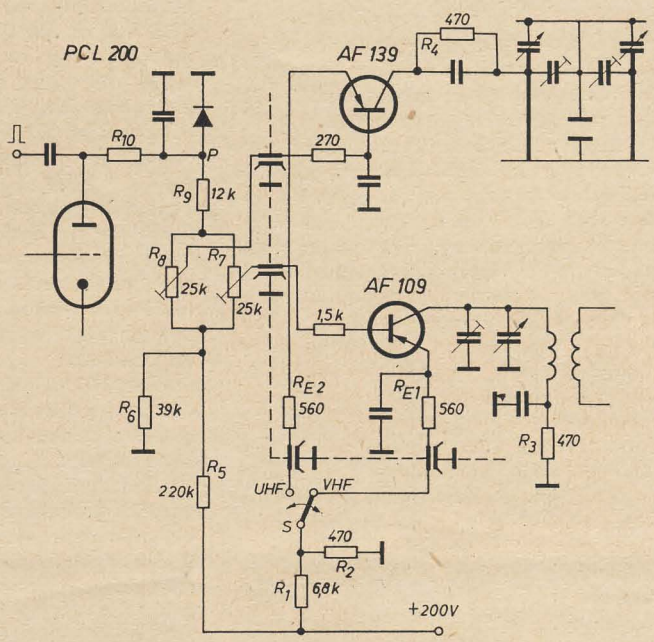


Bild 8: Schaltschema für die Verstärkungsregelung eines VHF/UHF-Tuners durch einen getasteten Gleichrichter

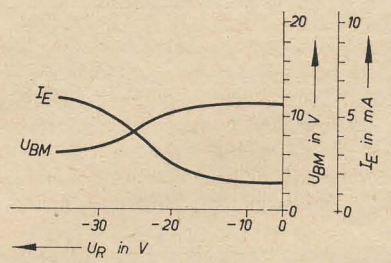


Bild 9: Basisspannung und Emitterstrom in Abhängigkeit von der negativen Regelspannung

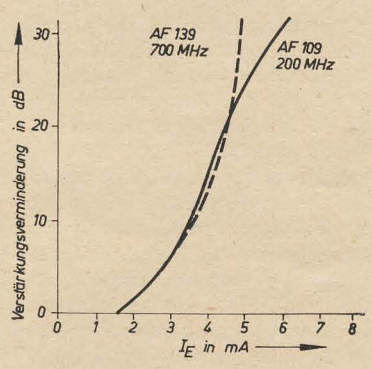


Bild 10: Abhängigkeit der Verstärkung vom Emitterstrom. $R_E = 1$ kΩ, $R_{CC} = 470$ Ω

der Anode der Taströhre ergibt sich durch die Diode ein Strom I_2 in entgegengesetzter Richtung. Solange der Strom I_2 kleiner als I_1 bleibt, ist die Diode in Durchlaßrichtung noch leitend, d. h., der Punkt P hat angenähert Null-Potential. Erst wenn beide entgegengesetzt fließenden Ströme gleich werden, sperrt die Diode, und mit weiter steigender negativen Regelspannung nimmt der Punkt P ein immer größeres negatives Potential gegen Masse an, so daß die Basisspannungen der Transistoren ebenfalls absinken, wodurch die erwünschte Emitterstromzunahme für die Aufwärtsregelung bewirkt wird.

Der Verlauf der Basisspannung und des Emitterstromes für einen Transistor AF 109 in Abhängigkeit von der negativen Regelspannung ist im Bild 9 aufgetragen. Bis zu einer Regelspannung von etwa — 15 V bleiben Basisspannung bzw. Emitterstrom konstant, wie es der geforderten Regelverzögerung entspricht.

Die bei dieser Schaltungsbemessung erzielten Verstärkungsverminderungen durch Aufwärtsregelung in Abhängigkeit vom Emitterstrom sind im Bild 10 aufgetragen. Der mögliche Regelumfang beider Vorstufentransistoren beträgt über 30 dB.

Mitteilungen des Technischen Pressedienstes von Telefunken (TPd 2431/a)

Komplementäre Transistoren für Endstufen

E. BOTTKE

Gegentaktendstufen mit komplementären Transistoren benötigen weder einen Ein- noch einen Ausgangsübertrager und lassen sich räumlich sehr gedrängt aufbauen. Sie werden vor allem in Taschenempfängern oder kleinen Koffergeräten verwendet [1] [2]. Der nachfolgende Beitrag zeigt, daß es möglich ist, komplementäre Transistorpaare für Endstufen kleiner Leistung aus Exemplaren des pnp-Typs GC 116 und der ČSSR-npn-Typen wie 104 NU 71, 102 NU 71 und 106 NU 70 zusammenzustellen.

Wirkungsweise

Zunächst sei die prinzipielle Wirkungsweise der B-Endstufe mit komplementären Transistoren kurz erläutert (Bild 1). Der Lastwiderstand liegt zwischen der in der Mitte geteilten Batterie und den miteinander verbundenen Emitteranschlüssen beider Transistoren. Im Ruhezustand fließen lediglich die Restströme. Bei gleichphasiger Ansteuerung der ebenfalls verbundenen Basisanschlüsse werden die

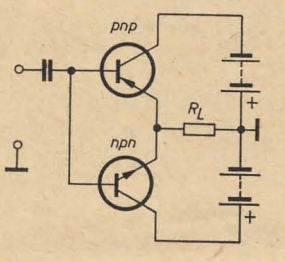


Bild 1: Prinzipschaltung einer komplementären Endstufe

positiven Halbwellen durch den npn-Transistor und die negativen durch den pnp-Transistor verstärkt. Da an jedem Transistor die halbe Batteriespannung wirksam ist, gelten zwischen der Batteriespannung U_B, dem Kollektorscheitelstrom $\hat{I}_C$, dem Lastwiderstand R_L und der Ausgangsleistung P folgende Beziehungen, deren Ableitung dem Leser von den üblichen B-Endstufen her geläufig sein wird.

$$R_L = \frac{0{,}5\,U_B - U_{CEO}}{\hat{I}_C} \qquad (1)$$

$$P = \frac{(0{,}5\,U_B - U_{CEO}) \cdot \hat{I}_C}{2} \qquad (2)$$

Die bei 63%iger Aussteuerung mit Sinustönen auftretende max. Verlustleistung je Transistor $P_{v\,max}$ ist:

$$P_{v\,max} \approx \frac{(0{,}5\,U_B)^2}{\pi^2 \cdot R_L} \qquad (3)$$

Genauere Angaben zur Berechnung von $P_{v\,max}$ finden wir bei Weitzsch [3].
U_{CEO} ist die Restspannung bei dem Kollektorstrom $\hat{I}_C$, der stets kleiner sein muß als der für den betreffenden Transistortyp zugelassene Wert $\hat{I}_{C\,max}$.

Auswahl der komplementären Transistoren

Ehe wir die Bedingungen für die Auswahl von Transistoren, die in komplementären Endstufen verwendet werden sollen, untersuchen, müssen wir uns darüber klar werden, daß es physikalisch unsinnig wäre, die Forderung nach einer weitgehenden Übereinstimmung aller in der Schaltung wirksamen Transistoreigenschaften zu erheben. Dies gilt z. B. für den Eingangs- und Ausgangswiderstand und den Verlauf von $I_C = f(U_{BE})$. Wir müssen uns vergegenwärtigen, daß in die meisten dieser Parameter die Beweglichkeit der Ladungsträger im Basisraum eingeht. So ist bei npn-Transistoren die Elektronenbeweglichkeit in der p-leitenden Basis etwa doppelt so hoch wie die Beweglichkeit der Löcher im Basisraum von Germanium-pnp-Transistoren. Hinzu kommen noch andere durch die unterschiedlichen Herstellungsverfahren der beiden Transistorarten bedingte Unterschiede.
In diesem Zusammenhang trifft es sich günstig, daß der Schaltungstechniker aus einem anderen Grunde die komplementäre B-Endstufe in Kollektorschaltung, also mit starker Gegenkopplung, betreiben muß. Um nämlich die Vorstufen aus derselben Batterie betreiben zu können, muß er dafür sorgen, daß ein Batteriepol an Masse gelegt werden kann. Das ist nur bei der Kollektorschaltung möglich [4]. Der Lastwiderstand R_L erscheint dann mit dem Stromverstärkungsfaktor multipliziert im Basiskreis des Transistors, so daß der „innere Transistor" stromgesteuert betrieben wird. Es wird also genügen, lediglich die Stromverstärkung und deren Verlauf in die Paarungsbedingungen einzubeziehen.
Die in Tabelle 1 zusammengestellten Meßergebnisse an komplementären Transistorpaaren der Fa. Valvo bestätigen das. Wir erkennen erhebliche Unterschiede zwischen den Eingangswiderständen und den Kollektorströmen bei kleinen Basisspannungen, auf deren physikalische Ursache bereits hingewiesen wurde. Erwartungsgemäß genügt es offenbar, die Paarung von komplementären Transistoren allein nach zwei Werten der Großsignalstromverstärkung B vorzunehmen.
Im Rahmen einer vor längerer Zeit durchgeführten Laboruntersuchung wurde festgestellt, daß man die Endstufe eines Taschenempfängers mit 9-V-Batteriespannung als komplementäre Endstufe mit DDR- und ČSSR-Transistoren ausrüsten kann. Bei einer Lautsprecherimpedanz von 100 Ω wurde eine Sprechleistung von 70 bis 80 mW erwartet.
Aus der Batteriespannung und dem Lastwiderstand ergibt sich nach Gl. (1) ein Scheitelstrom von etwa 40 mA. Die zur Verfügung stehenden Transistoren wurden in einer Schaltung nach Bild 2 gemessen. Es wurde die Großsignalstromverstärkung bei einem Kollektorstrom von 10 mA und bei 35 mA (Fast-Vollaussteuerung) bestimmt. Zur Verfügung standen 15 Exemplare des pnp-Typs GC 116c und 15 npn-Transistoren der bereits genannten tschechischen Typen. Daraus wurden sechs Paare, deren Meßdaten in der Tabelle 2 zu finden sind, zusammengestellt und in einer Schaltung nach Bild 3a gemessen. Die Meßergebnisse sind in der Tabelle 3 dargestellt. Die Schaltung nach Bild 3b ergab wechselstrommäßig dieselben Resultate. Zur Schaltung wäre noch zu sagen, daß der 100-Ω-Widerstand im Basisspannungsteiler dazu dient, die Basisanschlüsse beider Transistoren gegenüber dem gemeinsamen Emitterpunkt im richtigen Sinne vorzuspannen, die Basis des npn-Transistors positiv und die Basis des pnp-Transistors negativ. Trotz etwas unterschiedlicher Ruheströme (Tabelle 3) konnten Überlappungsverzerrungen nicht festgestellt werden. Der Klirrfaktor bei einer Sprechleistung von 84 mW war kleiner als 5%. Da es sich hier um eine Kollektorschaltung handelt, ist die zur Vollaussteuerung notwendige Eingangsspannung etwa 10% höher als die am Lastwiderstand auftretende Spannung. Aus dieser Untersuchung der komplementären Endstufe für sich allein wird klar, daß die max. Ausgangsleistung und der Klirrfaktor des gesamten NF-Verstärkers durch die Treiberstufe bestimmt werden und daß die letzte, als Widerstandsverstärker ausgeführt, bei 9-V-Batteriespannung die Steuerspannung von $\approx 3{,}2\,V_{eff}$ ($\triangleq 4{,}48$ V Scheitelspannung) für die Vollaussteuerung der Endstufe nicht aufbringen kann. Dies wird durch die Meßergebnisse an der Schaltung nach Bild 4 bestätigt, die zum Teil in die Tabelle 4 aufgenommen wur-

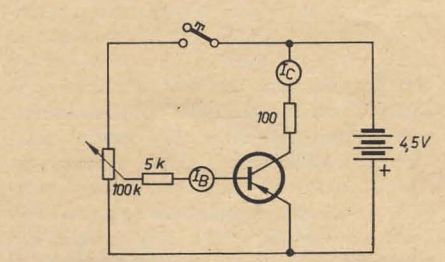


Bild 2: Einfache Meßschaltung für die Großsignalstromverstärkung B

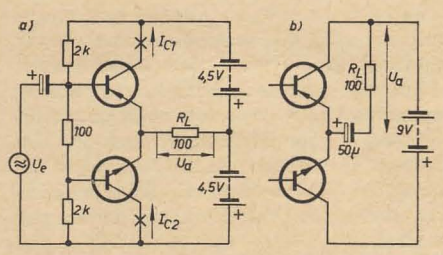


Bild 3: Versuchsschaltung einer komplementären Endstufe, a) mit geteilter Batterie, b) mit ungeteilter Batterie

Tabelle 1: Statische Meßwerte von komplementären Transistorpaaren AC 127 (npn) und AC 132 (pnp) der Fa. Valvo

Paar	I_C in mA bei $U_{BE} = 0{,}1$ V	h_{11e} in kΩ $U_{CE} = 4{,}5$ V $I_C = 3$ mA	B bei $I_C = 10$ mA	B bei $I_C = 35$ mA
1 npn	0,51	1,4	100	120
1 pnp	1,05	1,9	143	135
2 npn	0,58	1,6	114	135
2 pnp	1,00	2,0	137	136
3 npn	0,50	1,7	133	146
3 pnp	1,02	1,9	122	130

Tabelle 2: Statische Meßwerte von komplementären Transistorpaaren, die aus ausgewählten Exemplaren des pnp-Transistors GC 116 und npn-Transistoren der ČSSR-Typen 102 NU 71, 104 NU 71, 106 NU 70 zusammengestellt wurden

Paar	I_C in mA bei $U_{BE} = 0{,}1$ V	h_{11e} in kΩ $U_{CE} = 4{,}5$ V, $I_C = 3$ mA	B bei $I_C = 10$ mA	B bei $I_C = 35$ mA
1 102 NU 71	0,58	1,4	93	76
1 GC 116	0,67	1,6	95	80
2 102 NU 71	0,46	1,9	109	95
2 GC 116	0,85	2,3	118	90
3 104 NU 71	0,50	1,1	71	61
3 GC 116	0,95	1,5	80	54
4 104 NU 71	0,42	1,4	82	67
4 GC 116	0,80	1,6	92	66
5 102 NU 71	0,45	1,6	102	88
5 GC 116	0,90	1,8	100	70
6 106 NU 70	0,42	1,0	53	44
6 GC 116	0,75	1,6	67	47

Tabelle 3: Meßergebnisse nach der Schaltung Bild 3

Paar	Ruhestrom in mA 1	Ruhestrom in mA 2	$\bar{I}_C$ bei Vollaussteuerung in mA 1	$\bar{I}_C$ bei Vollaussteuerung in mA 2	U_e in V_{eff}	U_a in V_{eff}	$P_\sim$ in mW	f_{gr} in kHz
1	0,51	0,17	12,5	12,5	3,15	2,9	84	25
2	0,58	0,15	12,7	12,5	3,20	2,9	84	25
3	0,62	0,17	12,5	12,4	3,20	2,9	84	25
Valvo 3	1,50	1,00	14,0	14,0	3,10	2,9	84	25

Tabelle 4: Meßergebnisse nach der Schaltung Bild 4

Paar	Ruhestrom in mA	$\bar{I}_C$ bei Vollaussteuerung in mA	U_e in V_{eff}	U_a in V_{eff}	$P_\sim$ in mW	f_{gr} in kHz
1	3	14,2	2,75	2,5	62,5	10
2	3	13,5	2,60	2,5	62,5	9,5
3	3	12,0	3,00	2,5	62,5	10

Tabelle 5: Meßergebnisse nach der Schaltung Bild 5

Paar	Ruhestrom in mA	$\bar{I}_C$ bei Vollaussteuerung in mA	U_e in V_{eff}	U_a in V_{eff}	$P_\sim$ in mW	f_{gr} in kHz	Bem.
1	1,0	12	0,93	3	90	6,7	
2	1,1	12	0,88	3	90	6,3	
3	1,1	12	1,12	3	90	6,6	
4	1,15	12	1,05	3	90	6,5	K = 7%
5	1,1	12	0,95	3	90	6,5	
6	1,0	12	1,38	3	90	7,3	
Valvo 1	1,0	13,2	0,90	3	90	8,5	K = 8,3%

den. Mit dem 100-kΩ-Widerstand (Bild 4) am Eingang des Verstärkers wird Stromsteuerung simuliert. Wenn der Widerstand im Emitterkreis des Treibertransistors zum Zwecke der Verbesserung der Temperaturstabilität oder der Ausregelung von Exemplarstreuungen erhöht würde, wäre der Aussteuerbereich des Treibers und damit die Ausgangsleistung noch kleiner.

Dieser Nachteil läßt sich, wie in [1] vorgeschlagen, mit der Schaltungsvariante Bild 5 vermeiden. Hier liegt der Kollektorwiderstand R_3 wechselstrommäßig an den gemeinsamen Emitteranschlüssen der Endstufentransistoren. Das bisher (Bild 4) kalte Ende des Treiberlastwiderstandes folgt nun gleichphasig dem Augenblickswert der Kollektorspannung des Treibers. Die Endstufe kann jetzt voll ausgesteuert werden (Tabelle 5). Die Schaltungsmaßnahme ist mit einer Rückkopplung verbunden, die die Überallesverstärkung um den Faktor 2···3 erhöht und die obere Grenzfrequenz herabsetzt.

Um eine Übersicht zu gewinnen, wie stark sich abweichende Transistordaten auf den Klirrfaktor auswirken, wurden die Paare A und B (Tabelle 6) zusammengestellt und in der Schaltung nach Bild 5 gemessen. Beim Paar A ergab sich bei $P_\sim = 90$ mW ein Klirrfaktor von 9,5%, der erst bei sehr kleinen Signalen ($U_a < 0{,}5$ V) merklich

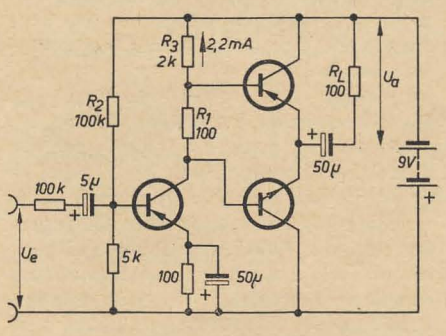


Bild 4: Komplementäre Endstufe mit Treiberstufe

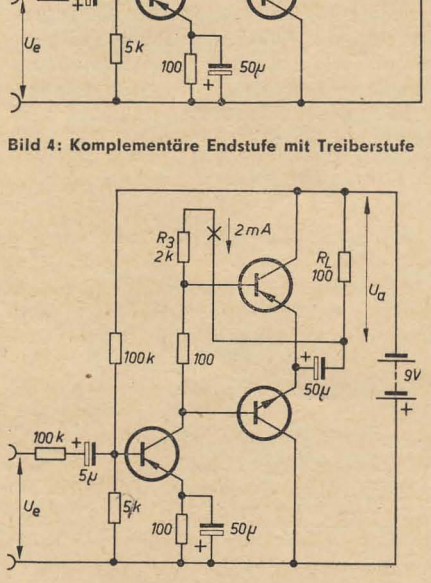


Bild 5: Komplementäre Endstufenschaltung mit verbesserter Aussteuermöglichkeit

Tabelle 6: Komplementäre Paare mit stark abweichender Stromverstärkung

Paar	B bei $I_C = 10$ mA	B bei $I_C = 35$ mA
A 106 NU 70	62	56
A GC 116	179	130
B 102 NU 71	133	113
B GC 116	91	54

abfiel. Beim Paar B wurde bei $P_\sim = 90$ mW ein Klirrfaktor von 11,5% gemessen, und bei $P_\sim = 85$ mW ging er auf 10% zurück. Bei weiter verringerter Aussteuerung fiel er normal ab.

Zusammenfassung

Nach einer prinzipiellen Erläuterung der Funktionsweise von Endstufen mit komplementären Transistoren, wird in Ergänzung der allgemein bekannten Vorteile dieser Schaltungstechnik auf gewisse, seltener besprochene Nachteile hingewiesen, wie geringe Leistungsverstärkung und hoher Steuerspannungsbedarf der Endstufe. Nach den durchgeführten Messungen erscheint es möglich, für Taschenempfänger-Endstufen mit Ausgangsleistungen um

100 mW komplementäre Paare aus Exemplaren des ČSSR-Typs 102 NU 71 und des Typs GC 116c zusammenzustellen. Die restlichen Exemplare des Typs 106 NU 70 hatten bei $I_C = 10$ mA eine Stromverstärkung B von 53···69, die des Typs 104 NU 71 von 59···82. Ein Exemplar vom Typ 102 NU 71 hatte eine Stromverstärkung von 133. Es ist mit großer Wahrscheinlichkeit anzunehmen, daß für diese Exemplare komplementäre Partner in anderen Stromverstärkungsgruppen des Typs GC 116 hätten gefunden werden können. Die industrielle Auswertbarkeit der hier dargelegten Laboruntersuchungen wäre noch durch Großzahluntersuchungen zu klären. Hierbei wären in Anlehnung an die üblichen Sortiervorschriften für Endstufentransistoren [5] Gruppen zu bilden. In Anbetracht der Tatsache, daß auch in der Schaltung nach Bild 5 die Gegenkopplungswirkung der Kollektorschaltung überwiegt, könnte wohl eine Gruppenweite von 1 : 1,3 bis 1 : 1,4 zugelassen werden.

Amateure werden mit der Schaltung nach Bild 2 zu vorhandenen, tschechischen npn-Transistoren unter einer kleinen Anzahl von Exemplaren des Typs GC 116 geeigneter Stromverstärkungsgruppe stets paarige pnp-Transistoren auswählen können. Auf Feinheiten der Schaltungsdimensionierung, insbesondere hinsichtlich Ausregelung von Exemplarstreuungen und von Temperatureinflüssen wurde nicht eingegangen. Hierzu sei auf die Literaturstellen [1] und [2] verwiesen.

Literatur

[1] Ionkuhn (Valvo): Gegentakt-Endstufen mit komplementären Transistoren. Funktechnik 18 (1963), H. 6, S. 178–179

[2] Mattfeld und Bünemann (Telefunken): NF-Verstärker mit komplementären Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe. Funktechnik 20 (1965), H. 7, S. 243–244

[3] Weitzsch: Flächentransistoren – Kompendium. Valvo-Berichte, Band III, 1–3, S. 41

[4] Shea: Transistortechnik. Abschn. 4.6.1 Komplementärsymmetrie. VEB Verlag Technik, Berlin 1961

[5] Hagemeister (Valvo): Nichtlineare Verzerrungen in Gegentaktendstufen mit Transistoren. Funkschau 33 (1961), H. 13, S. 341–344

Eine praktische Meßanordnung zur Aufnahme der statischen Transistorkennlinien

GÜNTER SCHIESSL

Mitteilung aus dem Institut für Physik der Technischen Hochschule für Chemie „Carl Schorlemmer", Leuna-Merseburg

Einleitung

Zur Dimensionierung von Transistorstufen ist es notwendig, daß die Kennlinienfelder der zur Verwendung kommenden Transistoren zur Verfügung stehen. Aus diesen lassen sich für einen bestimmten Arbeitspunkt die zur Bestimmung der Schaltungswiderstände notwendigen Spannungen (z. B. U_{CE} und U_{BE}) und Ströme (z. B. I_C und I_B) entnehmen. Transistorkennlinien werden im allgemeinen vom Hersteller veröffentlicht. Hierbei handelt es sich jedoch um mittlere Kennlinienfelder, die nicht unbedingt für alle Exemplare eines Typs ausreichend zutreffend sind. Dies trifft besonders für Transistoren verschiedener Stromverstärkungsgruppen zu. Eine Gegenüberstellung solcher I_C-U_{CE}-Kennlinienfelder für den Typ GC 117 zeigt Bild 1. Hierbei handelt es sich im Bild 1a um ein mittleres Kennlinienfeld, welches vom Hersteller im Katalog für Transistoren (Ausgabe 1964) angegeben ist. Bild 1b zeigt eine Kennlinienschar für den Transistortyp GC 117b ($h_{21e} = 27···55$) und Bild 1c für den Typ GC 117d ($h_{21e} \geqq 72$). Die beiden zuletzt genannten Kennlinienfelder sind mit der nachfolgend beschriebenen Meßanordnung aufgenommen worden.

Versuche haben ergeben, daß bei der Dimensionierung von Transistorstufen nach den Kennlinien der Hersteller recht erhebliche Abweichungen der berechneten Gleichstromwerte auftreten. Bei der Verwendung von Transistoren, deren Kennlinien nicht denen vom Hersteller propagierten entsprechen, stellt sich dann ein ganz anderer Arbeitspunkt als gewünscht ein. Anders verhält es sich bei der Verwendung von Kennlinien, die eigens für Typen gleicher Stromverstärkungsgruppe aufgenommen wurden. Hier treten nur geringe Abweichungen auf, die auf Exemplarstreuung innerhalb der einzelnen Stromverstärkungsgruppen zurückzuführen sind. Als Ergebnis der durchgeführten Versuche kann gesagt werden, daß es in jedem Fall von Vorteil ist, mit genauen Kennlinien zu arbeiten.

Auch für Importtransistoren, von denen oft jegliche Unterlagen fehlen, müssen entsprechende Kennlinien selbst aufgenommen werden.

Im Handel werden für Messungen an Transistoren das Transistormeßgerät Typ 1014 vom VEB Funkwerk Dresden und die Transistorprüfgeräte Transivar I und II vom VEB Funkwerk Erfurt angeboten. Mit dem Typ 1014 lassen sich die Vierpolparameter, der Kollektorreststrom und auch die Gleichspannungen zur Aufnahme von Kennlinien ermitteln. Die Anschaffungskosten dieses Gerätes sind jedoch sehr hoch und die Rentabilität für ein Labor nicht immer gewährleistet. Die beiden Transistorprüfgeräte Transivar I und II sind zwar verhältnismäßig billig, lassen sich aber nicht zur Aufnahme von statischen Kennlinien verwenden. Ein preisgünstiges Meßgerät, mit dem es möglich ist, Transistorkennlinien gemäß dem eingangs erwähnten Zwecke aufzunehmen, wird zur Zeit noch nicht im Handel angeboten. Es wurde daher die nachstehend beschriebene einfache Meßanordnung entwickelt. Mit ihr lassen sich statische Kennlinien für Transistoren kleiner und mittlerer Leistung aufnehmen. Da vorwiegend in der Praxis die Emitterschaltung zur Anwendung kommt, ist die Meßanordnung für diese Schaltungsart ausgelegt. Bei unbekannten Typen ist von Bedeutung, daß man näherungsweise aus den Kennlinienfeldern auch die zur Berechnung von Wechselstromgrößen nötigen h-Parameter eines Transistors bestimmen kann [2].

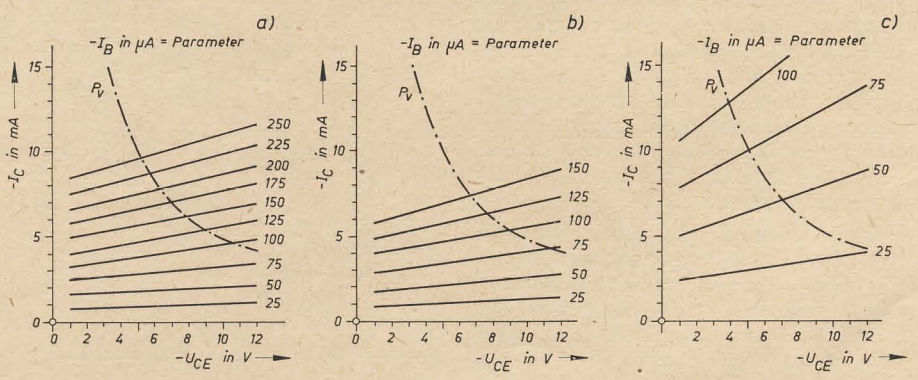


Bild 1: I_C-U_{CE}-Kennlinienfelder für den Transistor GC 117, a) nach Herstellerangaben, b) Typ GC 117 b (gemessen), c) Typ GC 117 d (gemessen)

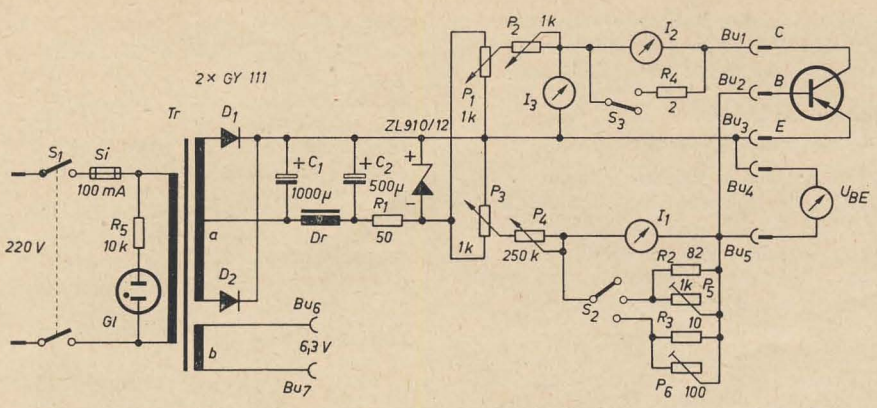


Bild 2: Gesamtschaltbild

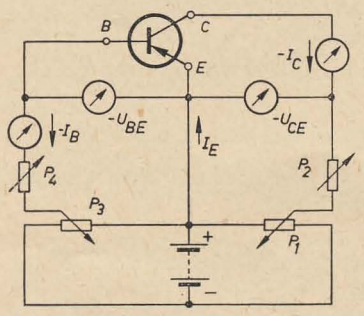


Bild 3: Prinzipschaltung

Schaltung

Die vollständige Schaltung zeigt Bild 2. Sie ist nach der Prinzipschaltung Bild 3 aufgebaut. Bei der praktischen Ausführung ist zu beachten, daß der Innenwiderstand des zur Messung der Basisspannung U_{BE} verwendeten Spannungsmessers möglichst hoch sein soll, damit beim Messen des Basisstromes I_B das Meßergebnis durch den Eigenverbrauch des Spannungsmessers nicht verfälscht wird. Hier ist ein Instrument mit einem Innenwiderstand von $\geqq 100\ k\Omega$ zu empfehlen. Zur Messung der Basisspannung wird ein Lichtmarkengalvanometer mit einem Meßbereich von 500 mV und einem Innenwiderstand Ri = 111 kΩ verwendet. Zum Anschluß des Lichtmarkengalvanometers an das Meßgerät dienen die Buchsen Bu_4 und Bu_5. Der Anschluß der Lichtquelle des Galvanometers erfolgt über Bu_6 und Bu_7.

Die Anzeige des Basisstromes (I_1) geschieht durch ein 100-µA-Meßinstrument. Es läßt sich mit dem Umschalter S_2 auf 1 mA und 10 mA erweitern. Das Meßinstrument I_2 mit einem Endausschlag von 15 mA zeigt den Kollektorstrom I_C an und läßt sich mit dem Umschalter S_3 auf 150 mA ebenfalls erweitern. I_3 ist ein 15-V-Instrument und zeigt die Kollektorspannung U_{CE} an. Im Mustergerät sind für I_1, I_2 und I_3 Meßinstrumente mit 110 mm Durchmesser verwendet worden.

Mit den Reglern P_1 und P_2 lassen sich die Kollektorspannung U_{CE} bzw. der Kollektorstrom I_C, mit P_3 und P_4 der Basisstrom I_B bzw. die Basisspannung U_{BE} einstellen. P_1 und P_3 dienen dabei der Grob- und P_2 und P_4 der Feineinstellung. Der zu messende Transistor wird an die Buchsen Bu_1, Bu_2 und Bu_3 angeschlossen.

Zur Meßbereichserweiterung werden die Widerstände R_2, R_3 und R_4 wahlweise parallel zu den Strommessern geschaltet. Die Trimmpotentiometer P_5 und P_6 sind zum Abgleichen der Nebenwiderstände R_2 und R_3 vorgesehen. Der Nebenwiderstand R_4 ist aus CuL-Draht von etwa 1,6 m Länge und 0,28 mm ∅ auf einen beliebigen Spulenkörper gewickelt worden (abgleichen).

Die Stromversorgung erfolgt über ein Netzteil und wird durch die Zenerdiode ZL stabilisiert, damit eventuelle Netzspannungsschwankungen die Messungen nicht wesentlich beeinflussen. Der Gleichrichterteil ist in Zweiweggleichrichtung ausgeführt und ausreichend gesiebt. Bei Belastung mit 150 mA liegt über der Zenerdiode ZL eine Restwelligkeit von $< 50\ \mu V$.

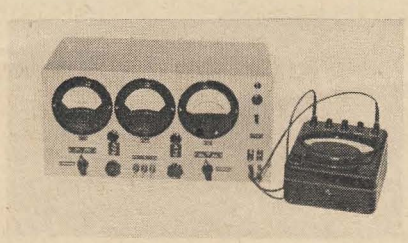


Bild 4: Außenansicht des Gerätes

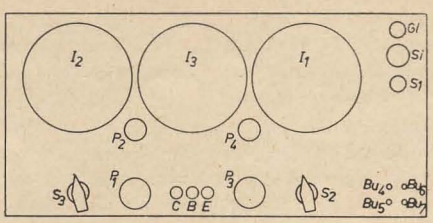


Bild 5: Anordnung der Frontplatte

Mechanischer Aufbau

Das komplette Gerät mit dem Lichtmarkengalvanometer als Spannungsmesser für U_{BE} zeigt Bild 4. Die Größe des Gerätes wurde hauptsächlich von den Meßinstrumenten bestimmt. Die Anordnung der Meßinstrumente und der Bedienungselemente auf der Frontplatte zeigt Bild 5. Der Aufbau der Bauelemente erfolgt auf einer Pertinaxplatte und ist völlig unkritisch. Die beiden Gleichrichter D_1 und D_2 sind zusammen auf ein 2 mm dickes Kühlblech aus Alu von 10 cm² sowie die Zenerdiode ZL auf ein Kühlblech von 16 cm² montiert worden. Die Kühlbleche sind für eine Umgebungstemperatur bis 45 °C dimensioniert.

Kennlinienaufnahme

Der zu messende Transistor wird mittels Federklemmen, wie sie z. B. beim Transistorprüfgerät „Transivar 1" Verwendung finden, an die hierfür vorgesehenen Anschlußbuchsen angeschlossen. Zur Kennlinienaufnahme wird der Basisstrom I_B konstant gehalten und der Kollektorstrom I_C in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CE} gemessen. Mit den Reglern P_3 (grob) und P_4 (fein) wird der Basisstrom I_B auf einen bestimmten Wert eingestellt. Anschließend wird die Kollektorspannung

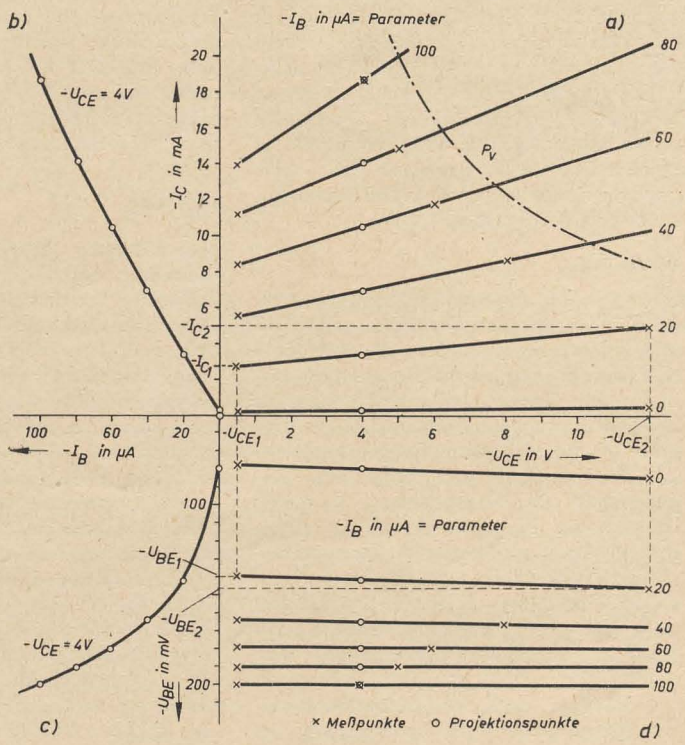


Bild 6: Vollständiges Kennlinienfeld des Transistors AC 151 (Siemens)

U_{CE} mit den Reglern P_1 (grob) und P_2 (fein) auf einen unteren Wert (z. B. 0,5 V) eingeregelt und der sich dabei einstellende Kollektorstrom I_C und die sich einstellende Basisspannung U_{BE} abgelesen. Sollte beim Einstellen der Kollektorspannung der Basisstrom etwas abfallen, so wird mit P_4 nachkorrigiert. Da die Kennlinien alle nach dem Knick (etwa bei $U_{CE} = 0{,}5$ V) linear verlaufen, genügen zwei Meßpunkte. Die Kollektorspannung für den zweiten Meßpunkt wird so eingestellt, daß die Verlustleistungshyperbel des Transistors nicht überschritten wird. Auch hier werden wieder der sich einstellende Kollektorstrom I_C und die sich einstellende Basisspannung U_{BE} abgelesen. Die beiden gefundenen Meßpunkte $I_{C1} = f(U_{CE1})$ und $I_{C2} = f(U_{CE2})$ bei I_B = konstant werden im 1. Quadranten (Bild 6) eingetragen und miteinander verbunden. Ebenso werden die Meßpunkte für $U_{BE1} = f(U_{CE1})$ und $U_{BE2} = f(U_{CE2})$ bei I_B = konstant in den 4. Quadranten eingetragen. Die erhaltenen Geraden stellen dann die Parameter I_B dar. Alle weiteren Parameter lassen sich auf gleiche Weise ermitteln.
Durch Projektion werden dann die Kennlinie $I_C = f(I_B)$ bei U_{CE} = konstant aus dem Kennlinienfeld $I_C = f(U_{CE})$ in den 2. Quadranten und die Kennlinie $U_{BE} = f(I_B)$ bei U_{CE} = konstant aus $U_{BE} = f(U_{CE})$ in den 3. Quadranten übertragen. Ein komplettes Kennlinienfeld für den Transistor AC 151 zeigt Bild 6.

Prüfung von Dioden und Flächengleichrichtern

Außer zur Ermittlung von Kennlinien für Transistoren läßt sich das Gerät zur Prüfung von Dioden und Flächengleichrichtern verwenden. Die zu prüfende Diode (oder Gleichrichter) wird in Durchlaßrichtung mit der Katode (Farbring) an Bu_1 und mit der Anode an Bu_3 angeschlossen. Beim Einregeln einer Spannung (Meßinstrument I_3) von etwa 0,5···1 V mit dem Regler P_1 muß ein Strom (Meßinstrument I_2) fließen. Ist dies nicht der Fall, so weist die zu prüfende Diode in der Durchlaßrichtung einen unendlichen Widerstand auf. Werden die Anschlüsse der Diode vertauscht, so darf sich nur ein geringer Strom von einigen μA einstellen. Er wird vom Sperrverhalten der Diode bestimmt.

Literatur

[1] Pulvers, M.: Transistortechnik 5. radio und fernsehen 9 (1960), H. 6, S. 177
[2] Otto, K., und Müller, H.: Flächentransistoren. VEB Verlag Technik, Berlin
[3] Kammerloher, J.: Transistoren. C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen
[4] VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder): Transistoren, Ausgabe 1964

Technische Daten

max. einstellbare Kollektorspannung:	12 V
max. entnehmbarer Kollektorstrom:	150 mA
Kollektorspannungsschwankung bei max. Stromentnahme:	± 2% bei U_N = 220 V ± 10%
Stromaufnahme:	70 mA
Meßbereiche:	
Basisstrom I_B	100 μA, 1 mA, 10 mA
Kollektorstrom I_C	15 mA, 150 mA
Kollektorspannung U_{CE}	15 V

Wickeldaten der Netzdrossel Dr

Kern E/I 78, Dynamoblech IV, gleichseitig geschichtet
Wicklung: 1300 Wdg. 0,35 mm ∅ CuL

Wickeldaten des Transformators Tr

Kern M 74, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet

Primärwicklung:	1250 Wdg. 0,16 mm CuL
Sekundärwicklung a:	2 × 140 Wdg. 0,4 mm CuL
Sekundärwicklung b:	38 Wdg. 0,4 mm CuL

Heimbandgerät für Batteriebetrieb

H. FRIEBE

Das nachfolgend beschriebene transistorisierte Heimbandgerät für Batteriebetrieb zeigt, wie man ohne großen Aufwand ein Gerät aufbauen kann, das hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften normalen Ansprüchen genügt. Das Gerät hat bei einer Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s einen Frequenzgang von 60···10 000 Hz (CR-Band), einen Fremdspannungsabstand von 40 dB und langzeitige Gleichlaufschwankungen von ± 6%. Der Klirrfaktor beträgt über Band gemessen (ohne eingebaute Tonendstufe) 7%. Die Leistungsaufnahme beträgt etwa 1,4 W.

Schaltung

Der Aufnahme-Wiedergabe-Entzerrer (Bild 1) ist mit den Transistoren OC 817 und OC 812 bestückt. Eine für Aufnahme und Wiedergabe umschaltbare frequenzabhängige Gegenkopplung (S_4) sorgt für eine Entzerrung des Frequenzganges. Die erforderliche Höhenanhebung erfolgt mittels Resonanzkreis am Emitter der Eingangsstufe. Der Resonanzkreis (11,5 mH) ist auf die Frequenz 11 000 Hz abgestimmt. Der nachfolgende Verstärkerteil mit der Vorstufe OC 812, der Treiberstufe OC 816 und der Endstufe 2 × OC 821 weist keine schaltungstechnischen Besonderheiten auf. Sein Übertragungsbereich beträgt 50···12 000 Hz. Der Treibertrafo enthält eine hochohmige Wicklung zur Erzeugung einer Aufsprechspannung bis zu 30 V. Diese NF-Spannung wird bei Aufnahme über einen Linearisierungswiderstand (25 kΩ) direkt auf den Kombikopf gegeben. Verwendet wird der Kombikopf des Bandgerätes BG 26. Die HF-Spannung zur Vormagnetisierung wird durch einen Meißner-Oszillator, der mit dem Transistor OC 816 bestückt ist, erzeugt. Auf die Oszillatorspule wurde eine hochohmige Wicklung aufgebracht, die die 50-kHz-Sinusspannung von 30 V liefert.

Löschung

Die Löschung erfolgt automatisch bei Aufnahme durch einen Permanentlöschkopf. Der Löschkopf besteht aus einem keramischen Magnetblock, an dessen Pole zwei Eisenblechstreifen von 3,5 mm Breite angebracht sind. Diese Polschuhe werden auf etwa 0,3 mm Abstand zusammengeführt, so daß ein genügend starkes magnetisches Kraftfeld entsteht. Der Löschkopf ist zur Abschirmung in einem Eisenblechgehäuse untergebracht, da er gleichzeitig als Bandhöhenführung dient. Bei Aufnahme wird der Löschkopf so gedreht, daß der Spalt an das Band zu liegen kommt. Der Löschkopf ist über ein Gestänge mit der Aufnahmetaste verbunden; ein Niederdrücken der Aufnahmetaste ist erst dann möglich, wenn der Löschkopf an das Band geschwenkt worden ist. Beim Drücken der Halttaste dreht sich der Löschkopf in seine Ausgangsstellung zurück. Dadurch wird eine versehentliche Löschung vermieden.

Stromversorgungsteil

Infolge der hohen Verstärkung ist es sehr schwierig, die Speisespannungen für Entzerrer und Endverstärker bzw. Antriebsteil zu entkoppeln. Aus diesem Grund sind zwei getrennte Batterien für die Stromversorgung vorgesehen.
Zur Stromversorgung des Bandgerätes werden Kleinstakkumulatoren (Rulag) verwendet. Ein Vorzug der Bleiakkumulatoren ist neben der Aufladbarkeit die flach verlaufende Spannungskurve bei der Entladung, d. h., die Klemmspannung bricht erst kurz vor der völligen Entladung zusammen. Bei einem Strom von 140 mA ist eine Betriebsdauer von sechs Stunden garantiert. Es besteht außerdem die Möglichkeit, das Bandgerät an ein Netzgerät anzuschließen (Bild 2), wobei die Akkus gleichzeitig aufgeladen werden.

Antrieb und Laufwerk

Als Antriebsmotor dient der Plattenspielermotor Typ 1020.2 vom VEB Elektrogerätebau Leisnig. Dieser Motor besitzt einen eingebauten Fliehkraftregler. Mittels HF-Drosseln und Siebkondensatoren wurde der Motor funkentstört. Um das im NF-Bereich liegende magnetische Streufeld vom Kombikopf fernzuhalten, wurde der Motor mit einer Mu-Metallkapsel abgeschirmt.
Die Kraftübertragung erfolgt durch eine Gummipeese von der Motorwelle auf die Schwungmasse. Die Schwungmasse, deren Achse die Tonrolle darstellt, ist auf

Bild 1: Schaltbild des Gerätes

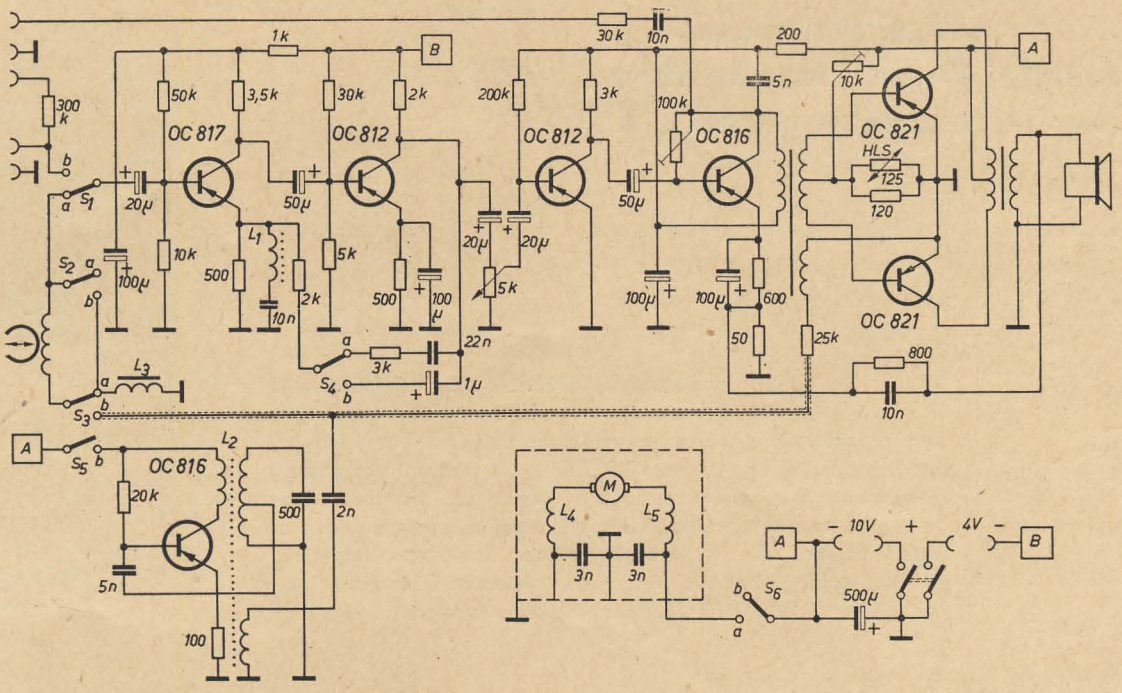
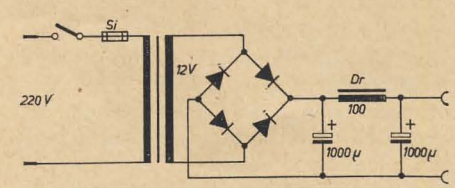


Bild 2: Netzteil des Gerätes



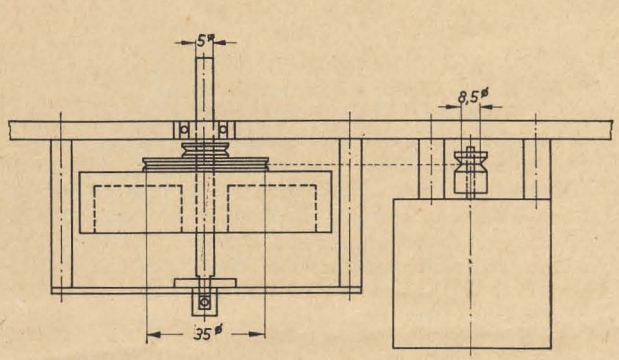


Bild 3: Mechanischer Aufbau

der Seite des Bandantriebes kugel- und auf der Gegenseite zapfengelagert (Bild 3). Die Aufwickelfriktion wird über eine Gummipeese von der Schwungmasse angetrieben. Die Drehzahluntersetzung wurde hierbei so gewählt, daß die Energieverluste infolge Reibung möglichst gering gehalten werden. Die Aufwickelfriktion ist so konstruiert, daß das Gerät in allen Lagen betrieben werden kann. Der schnelle Bandrücklauf wird durch ein zwischen Schwungmasse und Rückwickelfriktion einschwenkbares Reibrad gewährleistet.

Aufbau und Einstellung

Für die Transistorbestückung des Entzerrers eignen sich alle rauscharmen Transistoren für Kleinsignalverstärkung. Die Leitung von der hochohmigen Wicklung des Treibertrafos bis zum Tonkopf muß abgeschirmt sein, damit eine Rückkopplung im Bereich der Höhenanhebung vermieden wird. Mit Hilfe des 100-kΩ-Einstellreglers wird der Ruhestrom der Treiberstufe eingestellt. Dieser soll etwa 5 mA betragen. Der Ruhestrom der Endstufen wird auf 4 mA eingestellt. Damit die Temperaturstabilisierung der Endstufe einwandfrei arbeitet, muß der Heißleiter dicht neben den Endtransistoren montiert werden. Die Höhe des Vormagnetisierungsstromes hängt von der Größe des HF-Auskoppelkondensators ab. Die günstigste Kapazität wird durch Versuch ermittelt.

Auf eine HF-Löschung wurde bei diesem Gerät verzichtet. Diese läßt sich jedoch leicht realisieren, wenn die Endstufentransistoren bei Aufnahme als HF-Oszillator geschaltet werden. Allerdings müßte damit eine andere Möglichkeit der Aussteuerungskontrolle geschaffen werden, da diese bei der vorliegenden Schaltung über den eingebauten Lautsprecher vorgenommen wird.

Außer einer Hochfrequenzlöschung oder einer exakten Aussteuerungsanzeige lassen sich noch viele Maßnahmen zur Verbesserung eines derartigen Gerätes treffen, wie z. B. gegenläufige Schwungmassen zur Stabilisierung des Gleichlaufs bei Bewegung des Gerätes.

Wickeldaten

Treibertransformator M 42
- Primärwicklung: 1500 Wdg. 0,1 CuL
- Sekundärwicklung: 2 × 250 Wdg. 0,2 CuL, 7000 Wdg. 0,1 CuL

Ausgangstransformator M 42
- Primärwicklung: 2 × 150 Wdg. 0,3 CuL
- Sekundärwicklung: 70 Wdg. 0,45 CuL

HF-Oszillatorspule L_2 Ferrit-Schalenkern A_L-Wert = 280
- Schwingkreisspule: 150 Wdg. 0,2 CuL, Anzapfung bei 40 Wdg.
- Rückkopplungsspule: 30 Wdg. 0,2 CuL
- Auskoppelspule: 700 Wdg. 0,1 CuL
- Brummkompensationsspule L_3: 20 Wdg. 0,2 CuL auf Eisenkern
- Entstördrosseln L_4 und L_5 auf 0,1-W-Widerstand gewickelt: je 30 Wdg. 0,2 CuL

Technische Daten

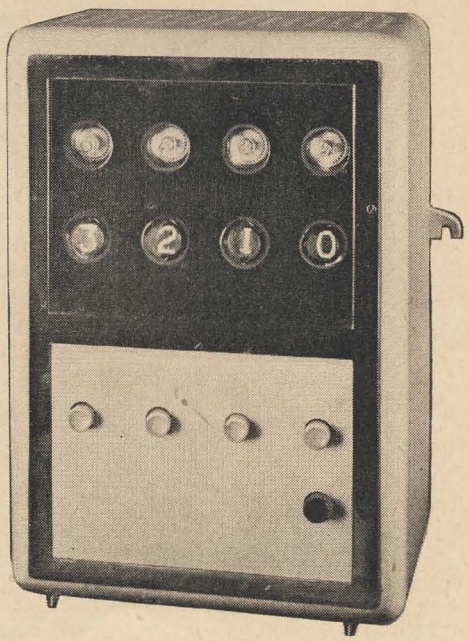
Stromversorgung:	10 V=
Batterien:	7 Rulag-Akkus (3 Std. Betriebsdauer)
	12 Rulag-Akkus (6 Std. Betriebsdauer)
Leistungsaufnahme:	1,4 W
Eingänge:	R_E 5 kΩ
	R_E 300 kΩ
Sprechleistung:	≤ 400 mW
Frequenzgang:	60···10 000 Hz
Bandgeschwindigkeit:	9,5 cm/s ± 6%
Fremdspannungsabstand:	≥ 40 dB
Anschluß für Außenlautsprecher:	5 Ω
Eingebauter Lautsprecher	
Anschluß für Netzgerät	
Löschung:	Permanentlöschkopf
Vormagnetisierung:	50 kHz
Aussteuerungskontrolle:	akustisch

Spulengröße für 240 m Langspielband

Demonstrationsmodell mit der Dekadenzählröhre Z 572 S und der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M

BERNHARD MASCHE

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik WF, Berlin



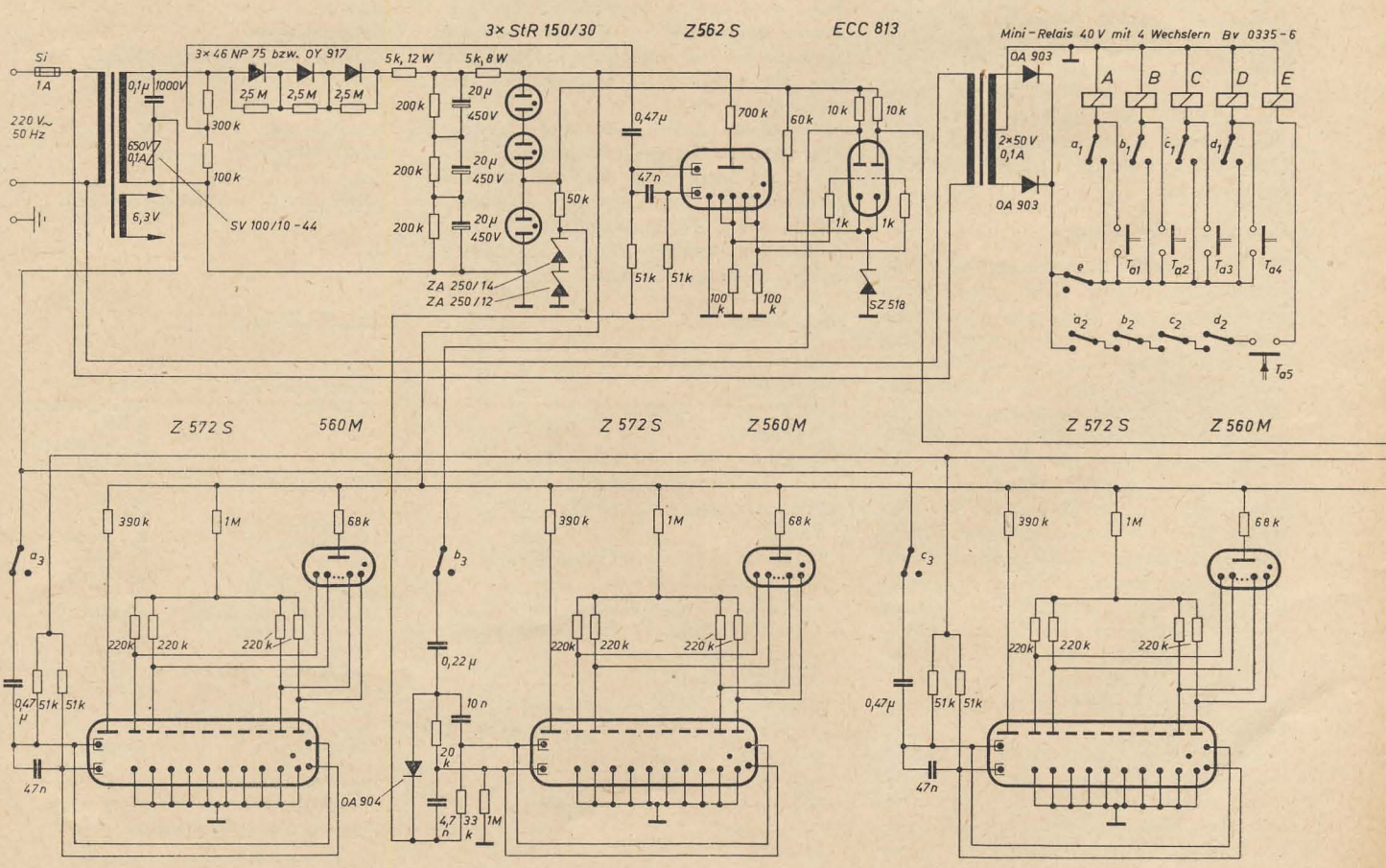
Um die Anwendung der neuen Zählröhre Z 572 S zu zeigen, die in der Lage ist, die Ziffernanzeigeröhre Z 560 M direkt zu schalten, wird im folgenden ein Demonstrationsmodell beschrieben, das auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1965 ausgestellt war. Mit diesem Demonstrationsmodell lassen sich die Zähl- und Schaltvorgänge der erwähnten Röhren besonders anschaulich darstellen. Es war vorteilhaft, daß die Besucher der Messe die Start-, Stop- und Rückstellvorgänge selbst auslösen konnten und so Gelegenheit hatten, die gut sichtbare Funktion der Röhren zu studieren.

Funktion des Gerätes

Zwei Zählstufen werden mit einem sinusförmigen Signal von 50 Hz rückwärtszählend betrieben, während zwei Stufen mit einem Impuls von 10 Hz vorwärtszählen. Die Schaltung der vier Zählröhren Z 572 S mit der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M im Stromkreis der Schaltanoden ist gleich. Es unterscheiden sich lediglich die Schaltungen der Impulsformerstufen an den Hilfskatodengruppen der Zählröhren.

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des Gerätes.

Die mit einem sinusförmigen Signal von 50 Hz angesteuerten zwei Stufen zählen auf folgende Art: Über einen Kondensator von 0,47 μF gelangt die Signalspannung direkt an die erste Hilfskatodengruppe und leitet die Übernahme der Glimmentladung in der Zählröhre auf die neben der stromführenden Hauptkatode liegende Hilfskatode ein. Durch den Kondensator 47 nF und den Widerstand 51 kΩ wird die Signalspannung an der zweiten Hilfskatodengruppe in ihrer Phase verschoben. Klingt die Spannung an der ersten Hilfskatodengruppe ab, dann wird die phasenverschobene Spannung an der zweiten Hilfskatodengruppe wirksam. Die Entladung wird hier durch die Hilfskatode übernommen, die der stromführenden benachbart ist. Klingt auch diese Spannung ab, wird die Entladung von der



nächsten Hauptkatode übernommen. Die beiden Widerstände von 51 kΩ dienen gleichzeitig der Zuführung der Vorspannung [4].

Für die mit 10 Hz betriebenen Röhren steht ein Impuls von etwa 7 ms Breite zur Verfügung, dessen Breite wesentlich über der in den Kenndaten angegebenen Impulsbreite liegt. Deshalb wurde die Impulsformerstufe so dimensioniert, daß die Zählröhren mit diesem Impuls einwandfrei zählen.

Der Impuls gelangt über den 0,22-μF-Kondensator auf die Impulsformerstufe und über den 10-nF-Kondensator direkt auf die erste Hilfskatodengruppe. Für die zweite Hilfskatodengruppe entnimmt man einen zeitlich verzögerten Impuls dem RC-Glied von 20 kΩ und 4,7 nF. Auch hier übernehmen die Hilfskatoden nacheinander die Entladung von der stromführenden Hauptkatode, um sie auf die nächste Hauptkatode weiterzuleiten. Die Siliziumdiode OA 904, die beiden Gliedern parallel liegt, wird bei positiven Spannungsspitzen leitend und sorgt dadurch für eine saubere Impulsform. Die Vorspannung wird nur einer Hilfskatodengruppe über einen Widerstand von 33 kΩ zugeführt, die andere liegt über 1 MΩ an Masse und erhält dadurch ein definiertes Potential.

Betreibt man die Röhren mit einer größeren als der in den Kenndaten angegebenen Impulsbeite [3], empfiehlt es sich, bei der Dimensionierung der Impulsformerstufe die Kondensatoren C_1 und C_2 so zu wählen, daß die Glimmlichtbedekkung der beiden Hilfskatodengruppen während des Zählvorganges annähernd gleich ist (Bild 2). Dabei muß die Vorspannung fest eingestellt sein. In dieser Schaltung erwies sich eine Vorspannung von 26 V als günstig. Das sinusförmige Signal für die mit 50 Hz zählenden Stufen wird durch den Varistor SV-100/10-44 in seiner Amplitude auf 100 V begrenzt. Der Varistor liegt über den Blindwiderstand des 0,1-μF-Kondensators an der Wechselspannung von 650 V.

Um die Impulsfrequenz für die mit 10 Hz zählenden Stufen zu gewinnen, wird die Netzfrequenz mit einer Zählröhre Z 562 S im Verhältnis 5:1 untersetzt. Die Katoden k_0 und k_5 wie die Katoden k_3 und k_8 dieser Röhre werden zusammengefaßt und über je einen 100-kΩ-Widerstand an Masse gelegt. Die an diesen Widerständen auftretende Impulsamplitude (Bild 3) errechnet sich wie folgt:

$$U_{Rk} = \frac{(U_b - U_B)\,R_k}{R_a + R_k} = 32{,}5\ V$$

U_{Rk} = 32 V ≙ Spannung am Katodenwiderstand
U_b = 450 V ≙ Betriebsspannung
U_B = 190 V ≙ Brennspannung der Röhre
R_k = 100 kΩ ≙ Katodenwiderstand
R_a = 700 kΩ ≙ Anodenwiderstand

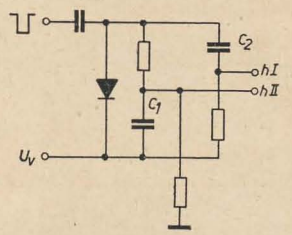


Bild 2: Impulsformerstufe

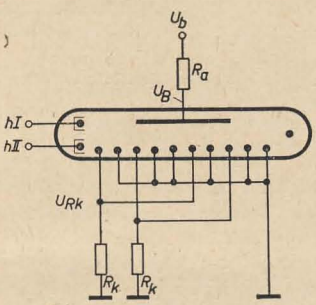


Bild 3: Spannungen an der Z 562 S

Diese Impulse werden auf je ein Gitter der Doppeltriode ECC 813 gegeben. Die Röhre ist ohne Impuls gesperrt. Ihre Katoden werden über eine Zenerdiode SZ 518 an Masse gelegt. Durch einen Vorwiderstand von 60 kΩ an 150 V fließt durch sie so viel Strom, daß ihre Zenerspannung wirksam wird. Bei einer Impulsamplitude von 32,5 V werden die Triodensysteme wechselseitig bis in das Gitterstromgebiet gesteuert. An den Anoden entsteht dabei ein negativer Impuls von 120 V_{ss}.

Alle Spannungen zum Betrieb der Zählstufen werden einem Transformator entnommen. Bei der Dimensionierung des Netzteils wurde Wert darauf gelegt, daß auch bei großen Netzspannungsschwankungen ein sicherer Betrieb möglich ist. Die Sekundärspannung des Transformators beträgt 650 V. Zum Betrieb der Zählstufen ist eine Gleichspannung von 450 V nötig. Eine Einweggleichrichterschaltung erwies sich als ausreichend. Sie besteht aus der Reihenschaltung von drei Siliziumflächengleichrichtern 46 NP 75 Tesla oder OY 917, denen zur besseren Spannungsaufteilung in der negativen Halbwelle je ein 2,5-MΩ-Widerstand parallel geschaltet wurde. Gesiebt wird durch den 5-kΩ-Widerstand und drei in Reihe liegende 20-μF-Elektrolytkondensatoren. Die Betriebsspannung der Zählstufen wurde stabilisiert. Drei Stabilisatoren StR 150/30 liegen in Reihe über einen Widerstand von 5 kΩ an der Gleichspannung von 600 V.

Jeder der vier Zählstufen ist eine Taste zugeordnet. Durch das Drücken einer Taste wird die zugeordnete Zählstufe gestoppt. Erst wenn alle vier Stufen gestoppt sind, lassen sie sich durch Betätigen der fünften Taste wieder starten.

Zusammenfassung

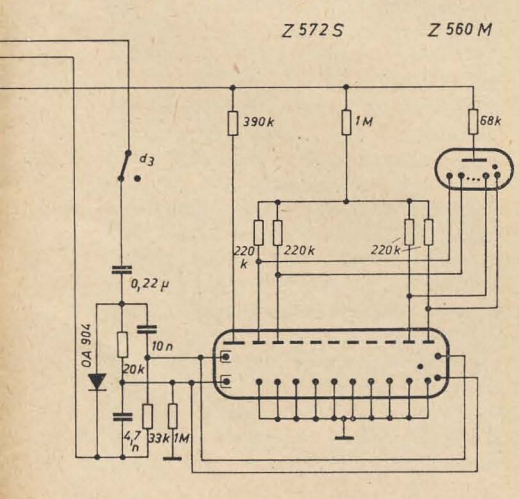
An einem Demonstrationsmodell wurde die Ansteuerung der Zählröhren Z 572 S mit verschiedenen Signalen gezeigt. Es wurden Hinweise für die Dimensionierung der Impulsformerstufe gegeben, sofern die Impulsbreite größer als die in den Kenndaten angegebene ist. Mit den gezeigten Stabilisierungen für die Betriebsspannung, die Vorspannung und die Signalspannung der Zählröhren wurde eine weitgehende Unabhängigkeit von Netzspannungsschwankungen erreicht.

Literatur

[1] Müller, W., und Kullmann, J.: Die Anwendung von Kaltkatodenröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Anzeige. radio und fernsehen 12 (1963), H. 2, S. 59–63
[2] Häussler, E.: Kaltkatodenzählröhren und Anzeigeröhren hoher Zuverlässigkeit für industrielle und kernphysikalische Geräte. Nachrichtentechnik 12 (1962), H. 11, S. 432–435
[3] Sturm, K.: Röhreninformationen 7 und 8. radio und fernsehen 13 (1964), H. 20, S. 623–624 und H. 21, S. 655–656
[4] Glimmzählröhren und ihre Schaltungstechnik. Funktechnik 16 (1961), H. 1
[5] Etelco-Röhrenunterlagen

Kopfbild: Ansicht des Demonstrationsmodells

Bild 1: Gesamtschaltung des Gerätes



MP-Impuls-Kondensatoren mit niedriger Induktivität

Bei vielen physikalischen Untersuchungen, insbesondere in der Plasmaphysik, werden kurzzeitig extrem hohe Leistungsdichten benötigt. Zu ihrer Erzeugung kommt es neben der Speicherung großer Energiemengen vor allem darauf an, die gespeicherte Energie in möglichst kurzer Zeit dem Verbraucher zuzuführen.

Als Energiespeicher sind Kondensatorbatterien allen anderen Methoden überlegen, wenn man die Induktivität des Entladekreises kleinhalten kann. Eine sich hieraus ergebende Voraussetzung ist auch eine sehr niedrige Induktivität der Kondensatoren.

Den speziellen Anforderungen dieser Technik entsprechen Impulskondensatoren. Infolge des koaxialen, gedrängten Aufbaus haben sie eine besonders geringe Induktivität (7 bis 13 nH) sowie eine hohe spezifische Raumkapazität und damit kleine Abmessungen. Bei den neuen Typen von Siemens konnte die Nennspannung für Dauerbetrieb von bisher 10 auf 12,5 kV heraufgesetzt werden. Die konstruktive Durchbildung ermöglicht in einfacher Weise eine Serien- oder Parallelschaltung der Kondensatoren in Verbindung mit Koaxial- oder Bandleitern.

Ein quasikomplementärer Leistungsverstärker

G. MENDEL

Allgemeines

Die UKW- und darüber hinaus die Stereo-Empfangstechnik stellen an die NF-Verstärkerendstufen relativ große Anforderungen. Eine größere Übertragungsbandbreite sowie geringere Klirrfaktoren bestimmen die Entwicklungstendenz der Verstärkerendstufen, denn diese Stufen und der Lautsprecher geben in der Übertragungskette am meisten Anlaß zu Verzerrungen, so daß sich Verbesserungen in der Endstufe besonders wirksam erweisen.

Gegentaktendstufen

Durch die Anwendung von Gegentaktendstufen wird die Ausgangsleistung erhöht und der Klirrfaktor verringert.
Die Gegentaktendstufe in A-Betrieb erreicht bei ungünstigem Wirkungsgrad einen sehr kleinen Klirrfaktor. Sie wird für hochwertige Endstufen angewendet.
Die Schaltung in B-Betrieb hat einen großen Wirkungsgrad (etwa 78%) bei relativ großem Klirrfaktor.
Der AB-Verstärker vereinigt Vor- und Nachteile von beiden. Diese Endstufe wird vielfach bei Koffergeräten angewendet.

Ultralinearschaltung

Hier handelt es sich um eine Gegentaktschaltung, bei der den Schirmgittern der Röhren ein Teil der Anodenwechselspannung zugeführt wird, welche einer Anzapfung am Ausgangsübertrager entnommen wird. Durch die Gegenkopplungsspannung wird der Innenwiderstand der Röhren herabgesetzt und linearisiert, wodurch die Pentoden zwischen Trioden- und Pentodenbetrieb variieren können.
Durch diese Schaltungsvariante (Bild 1) erreicht man eine Herabsetzung der Gesamtverzerrungen auf etwa den halben Wert gegenüber einer normalen Gegentaktschaltung [1].

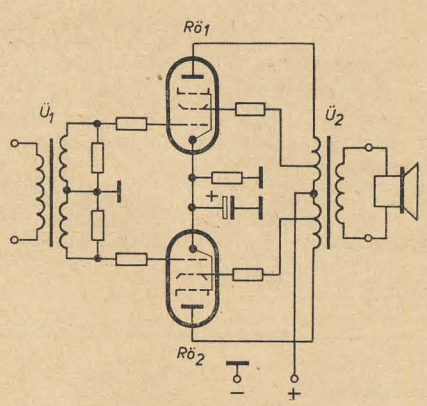


Bild 1: Ultralinearschaltung

Eisenlose Endstufe

Ein großer Teil der Verzerrungen einer Endstufe ist auf den Ausgangsübertrager und dessen nichtlinearer Kennlinie zurückzuführen.
Bei einer aus den USA übernommenen Schaltung (single ended push-pull) arbeiten die Endröhren gleichstrommäßig in Reihe, wechselstrommäßig in Antiparallelschaltung, wodurch der Ausgangsübertrager entfällt. Die beiden Röhren müssen gitterseitig gegenphasig gesteuert werden.
Das Prinzipschaltbild einer eisenlosen Endstufe mit Phasenumkehrstufe zeigt Bild 2.

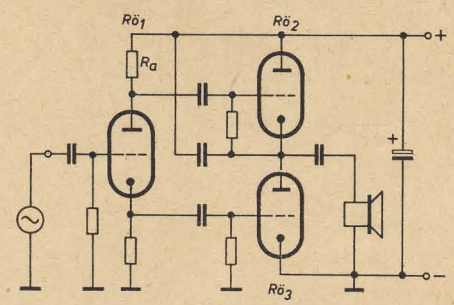


Bild 2: Prinzip einer eisenlosen Endstufe mit Phasenumkehrstufe

Schaltungsbeschreibung

$Rö_1$ erhält das NF-Signal am Gitter. Vom Anodenwiderstand R_a wird über Koppelkondensatoren eine Halbwelle der $Rö_2$ zugeführt. Am Katodenwiderstand von $Rö_1$ wird das NF-Signal um 180° phasenverschoben der $Rö_3$ zugeführt. $Rö_2$ verstärkt die positive Halbwelle; $Rö_3$ die negative. Am Verbindungspunkt der beiden Endröhren wird das verstärkte Signal abgenommen. Der Kondensator parallel zur Anodenspannungsquelle legt die Anode von $Rö_2$ wechselstrommäßig an Masse (Antiparallelschaltung).

Komplementärschaltung mit Transistoren

Die Schaltung nach Bild 2 kann selbstverständlich auch mit Transistoren aufgebaut werden.
Transistoren unterschiedlicher „Leitfähigkeit" gestatten den Aufbau eines Komplementärverstärkers. Das Prinzipschaltbild eines derartigen Verstärkers zeigt Bild 3. Für diese Schaltung gibt es keine Röhrenanalogie. Der pnp-Transistor verstärkt die negative Halbwelle des Signals, während der npn-Transistor die positive Halbwelle verstärkt. Da die beiden Transistoren wechselstrommäßig antiparallel geschaltet sind, können die beiden verstärkten Spannungen am Lastwiderstand R_a abgenommen werden.
Durch Zusammenschalten mehrerer Transistoren von verschiedenen Leitfähigkeitstypen kann ein mehrstufiger Verstärker aufgebaut werden. Es ist allerdings schwierig, in der Gegentaktendstufe ein komplementäres Paar zu verwenden, da diese Endstufe thermisch schlecht zu stabilisieren ist. Die quasikomplementäre Schaltung besitzt daher in der Endstufe zwei pnp-Transistoren, für die Vorstufe wird jedoch ein komplementäres Paar benutzt.
Im nachfolgenden Abschnitt wird ein erprobter quasikomplementärer Leistungsverstärker beschrieben [2].

Quasikomplementärer Leistungsverstärker mit Transistoren

Bild 4 zeigt einen Leistungsverstärker, der als Mikrofonverstärker zum Überwachen eines Kinderzimmers aufgebaut worden ist.

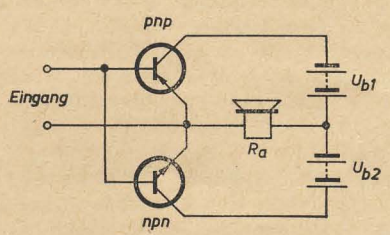


Bild 3: Gegentaktendstufe in komplementärer Schaltung

Ein Verstärker für diesen genannten Zweck muß einen guten Wirkungsgrad bei tiefer unterer Grenzfrequenz besitzen. Durch die Gegentakt-B-Schaltung ist der Ruhestromverbrauch der Endstufe sehr gering, was für die vorgegebene Betriebsart von Wichtigkeit ist.
In der Phasenumkehrstufe wird ein komplementäres Paar benutzt, wodurch eine galvanische Kopplung mit dem Treibertransistor gewährleistet ist. Durch den Wegfall der Koppelglieder wird an dieser Stelle die Schaltung wesentlich vereinfacht. Dem Treibertransistor wird eine Verstärkerstufe vorgeschaltet, um die nötige Verstärkung zu erzielen.
Am Symmetriepunkt der Endstufe wird der Lautsprecher kapazitiv über einen 200-μF-Kondensator angekoppelt. Dieser Kondensator bestimmt mit der Impedanz des Lautsprechers die untere Grenzfrequenz. Mit P_1 und C_2 werden die Höhen beschnitten und demzufolge die Tiefen etwas angehoben. Die Verbindung beider Symmetriepunkte 1 und 2 bewirkt eine Spannungsgegenkopplung, die den Ausgangswiderstand herabsetzt und eine günstige Anpassung für den niederohmigen Lautsprecher schafft (etwa 8···10 Ω). Die Basisvorspannung für den Treibertransistor wird über R_1 an den Symmetriepunkten abgenommen. Diese Gegenkopplung verbessert den Temperaturgang der Schaltung. Der Widerstand R_E stabilisiert den Arbeitspunkt des Treibertransistors T_2. C_1 bewirkt eine Wechselstromgegenkopplung. Der Elko C_3 mit R_2 sieben die Kollektorspannung für die Vorstufe, damit der

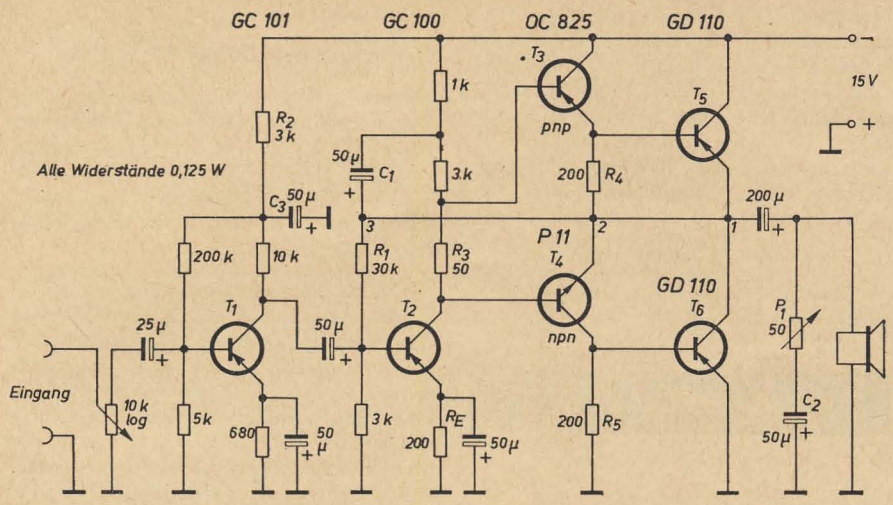


Bild 4: Quasikomplementärer Leistungsverstärker

Brummspannungsanteil weiter herabgesetzt wird. Durch Veränderung des Widerstandes R_3 kann der Arbeitspunkt der Phasenumkehrstufe, die in AB-Schaltung arbeitet, eingestellt werden.
Sollte der Kollektorstrom in der Treiberstufe über seinen normalen Wert von etwa 2 mA ansteigen, so sind infolge der galvanischen Kopplung die Endstufentransistoren gefährdet. Eine Schmelzsicherung in der Minusleitung bietet einen hinreichenden Schutz. Eine elektronische Strombegrenzung wäre allerdings eine bessere Lösung.

Auswahl der Transistoren

Der Vorstufentransistor GC 101 muß rauscharm sein. Der Treibertransistor GC 100 soll einen Kollektorreststrom $I_{CEO} \leqq 100\ \mu A$ haben.
Die beiden Transistoren T_3 und T_4 müssen den Bedingungen für Pärchen entsprechen; die gleichen Bedingungen gelten für die Endstufentransistoren GD 110. Der Transistor T_4 ist ein sowjetischer npn-Typ. Die maximale Verlustleistung der Endstufentransistoren GD 110 ohne zusätzliche Kühlfläche darf laut Katalogangaben vom Hersteller $P_{C\,max} \leqq 333$ mW – bei 40 °C Umgebungstemperatur – betragen.
Somit ergibt eine Sprechleistung von

$$P_{C\,opt} \leqq \frac{\pi^2}{2} P_{C\,max} = 5 \cdot P_{C\,max}$$

Unter Berücksichtigung der Kollektorrestspannung U_{CEO} im Verhältnis zur Speisespannung U_0 beträgt die Sprechleistung des Verstärkers 1,5 W.
Durch eine bessere Kühlung der Transistoren kann die Ausgangsleistung selbstverständlich vergrößert werden [3].

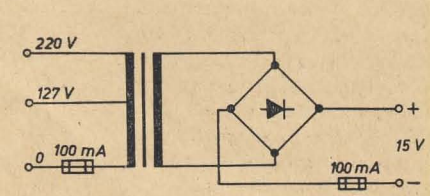


Bild 5: Netzteil

Netzteil

Der Netzteil muß niederohmig sein. Es wurde ein Trafo mit einem M 55-Kern verwendet. Die Graetzbrücke mit 4 × GY 111 wird durch einen 500-µF-Elko gesiebt. Die zur Verfügung stehende Gleichspannung beträgt 15 V. Die Schaltung des Netzteils zeigt Bild 5.

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde ein kurzer Überblick über die Entwicklung der Verstärkerendstufen gegeben.
Von der Gegentaktschaltung über die Ultralinearschaltung zur eisenlosen Endstufe mit Röhren und Halbleitern wurden Möglichkeiten aufgezeigt, um die Wiedergabequalität der Übertragung von Sprache und Musik zu verbessern.
Am Schluß wurde ein quasikomplementärer Leistungsverstärker beschrieben, der als Bauanleitung Anregungen zum Nachbau und zur Weiterentwicklung geben soll.

Literatur

[1] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[2] Fischer, H.-J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Deutscher Militär-Verlag, Berlin

[3] Zahlmann, H.: Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren. radio und fernsehen 13 (1964), H. 5, S. 132–135

Selengleichrichter mit erhöhter Sperrfähigkeit

Vor etwa 20 Jahren betrug die durchschnittliche Sperrspannung eines Selengleichrichterelementes 20 V (effektiv). Heute gibt es fast überall Elemente für 25, 30 und sogar 40 V Sperrspannung. Man kommt dadurch bei höheren Wechselspannungen mit weniger Elementen in einer „Säule" aus.
Freilich ist es nicht etwa so, daß bei Selengleichrichtern für höhere Sperrspannungen alle übrigen Werte des Gleichrichters konstant geblieben wären. Die üblichen Praktiker-Faustformeln für die Dimensionierung von Selengleichrichtern haben mehr oder weniger keine Gültigkeit bei der Verwendung von hochsperrenden Gleichrichtern.
Die bekannte französische Gleichrichterfirma Soral gibt hierüber in zahlreichen Diagrammen und Datenblättern Aufschluß. Die darin enthaltenen Angaben erstrecken sich in erster Linie auf die Soral-Gleichrichterreihen 04 (30 V Sperrspannung) und 05 (40 V Sperrspannung) sowie 06 (25 V Sperrspannung). Es können jedoch allgemeine Rückschlüsse auf Selengleichrichter gezogen werden.
Der Spannungsabfall des Gleichrichterelementes in Durchlaßrichtung ist für die Gleichrichterdimensionierung wichtig. Soral gibt hierzu folgende Berechnungsformel an:

$dU_{gl} = 0{,}55 + 0{,}0011 \cdot i$ für den Typ 06
$dU_{gl} = 0{,}55 + 0{,}0022 \cdot i$ für den Typ 04
$dU_{gl} = 0{,}55 + 0{,}0032 \cdot i$ für den Typ 05

In allen Fällen bedeutet i die betriebsmäßige Stromdichte in A/cm², mit der das Gleichrichterelement belastet ist. Diese Gleichungen wurden aus den gemessenen Kurven ermittelt und liefern hinreichend genaue Ergebnisse.
Elemente mit größerer zulässiger Sperrspannung haben – dies läßt sich ganz allgemein feststellen – einen größeren Spannungsabfall in Durchlaßrichtung. Da er jedoch nicht proportional mit der Sperrfähigkeit zunimmt, sind hochsperrende Elemente wirtschaftlicher.
Anders verhält es sich mit dem Sperrstrom. Bild 1 zeigt den Sperrstrom je cm² Gleichrichterfläche für die verschiedenen Typen. Die Werte wurden aus spezifischen Werten verschiedener Elementegrößen gemittelt. Die Kurven zeigen, daß der Sperrstrom bei den einzelnen Typen etwa gleich groß bei der jeweiligen Nennsperrspannung ist. Die vom Sperrstrom erzeugte Wärme erreicht folglich bei den hochsperrenden Typen einen geringeren Wert als bei der Reihenschaltung von anderen Gleichrichtern mit insgesamt der gleichen Sperrspannung.
Der Einfluß geringerer Luftdichte ist bei allen Typen etwa gleich hinsichtlich der Belastbarkeit. Bei einem Luftdruck, der einer Höhe von mehr als 1000 m über NN entspricht, darf der Gleichrichter nur mit geringeren Strömen, als es seinem Nennstrom entspricht, belastet werden. Da

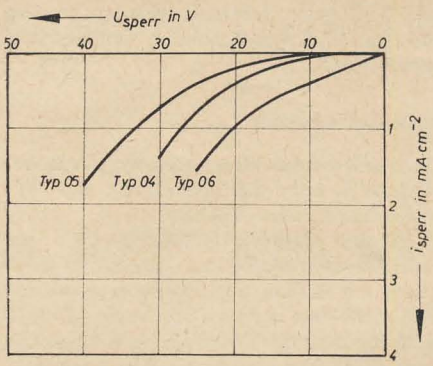


Bild 1: Sperrstromdichte i_{sperr} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_{sperr} bei den einzelnen Gleichrichtertypen

diese Werte den Amateur bzw. Servicetechniker nicht interessieren, können sie hier übergangen werden.
Dagegen interessiert der Einfluß der Belastung auf die zulässige Sperrspannung. Wird der Gleichrichter überlastet, so nimmt seine Sperrfähigkeit ab, bzw. er darf nur

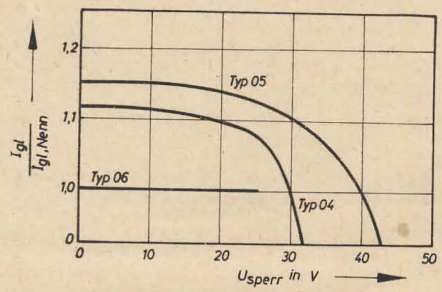


Bild 2: Zulässiger Laststrom (normierte Darstellung) in Abhängigkeit von der Sperrspannung bei den verschiedenen Gleichrichtertypen

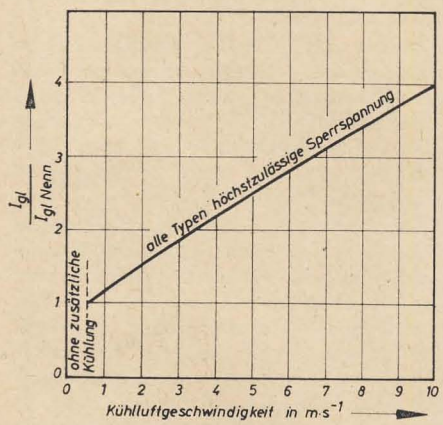


Bild 3: Zulässiger Laststrom (normierte Darstellung) in Abhängigkeit von der Kühlluftgeschwindigkeit

mit geringerer Sperrspannung arbeiten. Bild 2 zeigt den Einfluß der zulässigen Sperrspannung auf den zulässigen Laststrom. Für letzteren wurde eine normierte Wertangabe verwendet, um für die verschiedenen Gleichrichtergrößen zu einer einheitlichen Darstellung zu kommen.

Im Bild 3 wird schließlich gezeigt, wie sich eine zusätzliche Luftkühlung auf die Belastbarkeit des Gleichrichters auswirkt. Das Diagramm im Bild 3 läßt erkennen, daß der Gleichrichter mit etwa dem vierfachen Nennstrom belastet werden darf, wenn er von einem Luftstrom mit 10 m/s Geschwindigkeit „angeblasen" wird.

St.

Fachbücher

Heinz Dobesch

Laplace-Transformation

VEB Verlag Technik, Berlin

2., berichtigte und ergänzte Auflage

95 Seiten, 35 Bilder, 6 Tafeln, broschiert 8,80 MDN

Der Autor hat es sich mit diesem Buch zur Aufgabe gemacht, die Laplace-Transformation mit allen ihren Vorteilen dem Praktiker zugänglich zu machen. Von ihm wird hier nur das Rüstzeug zur Lösung gewöhnlicher Differentialgleichungen angegeben, ohne auf besondere theoretische Probleme einzugehen. Die einfache und sehr klare Form, die nur geringe mathematische Vorkenntnisse voraussetzt, läßt trotzdem selten Zweifel an der Exaktheit der Darstellung aufkommen.
Nach einer kurzen Einführung in das Gebiet der komplexen Funktionen und die Klärung des Begriffes „Transformation" folgen im 2. Kapitel die Gesetze und Operationen der Laplace-Transformation, wobei jeder Satz durch ein nachfolgendes Beispiel erläutert wird. Es wird auch kurz auf die Anwendung der z-Transformation hingewiesen, jedoch dürften die dafür aufgewendeten zwei Seiten kaum für das Verständnis der Probleme ausreichen.
Das 3. Kapitel befaßt sich mit der Anwendung der Laplace-Transformation auf elektrische Stromkreise. Der Autor gibt hier zuerst einen prinzipiellen Überblick über die mathematische Formulierung des elektrischen Verhaltens der passiven Elemente, um dann auch kurz auf Elektronenröhren einzugehen. Danach wird anhand von Beispielen das zeitliche Verhalten vermaschter und verknoteter Stromkreise berechnet. Hier zeigen sich deutlich die Vorteile der Laplace-Transformation. Das 4. und 5. Kapitel enthalten Tafeln mit den wichtigsten Operationen und Korrespondenzen der Laplace-Transformation sowie z-Transformationen von gebrochenen rationalen Funktionen.
Wenn auch nicht ganz fehlerfrei, so ist es doch ein Büchlein, das dem Studenten ebenso zu empfehlen ist wie dem in der Entwicklung tätigen Ingenieur, der ihm manche Anregungen zum Berechnen komplizierter Netzwerke entnehmen kann.

Schiller

Ulrich L. Rohde

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren im VHF- und UHF-Bereich

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

163 Seiten, 97 Bilder, 4 Tabellen, Ganzleinen 24,– MDN

Das Buch gibt eine Einführung in die Probleme der Transistoren für die Höchstfrequenztechnik. Es beginnt mit der physikalischen Erklärung verschiedener moderner Transistorarten und geht dann auf das Hochfrequenzverhalten von Transistoren ein. Hierbei wird ausführlich von einem physikalischen Ersatzschaltbild eine praktische Ersatzschaltung abgeleitet. Es folgt eine Beschreibung des Transistors als aktiver und als rauschender Vierpol. Die weiteren Teile des Buches sind der Praxis gewidmet. Den Abschnitten Verstärkung, Regeleigenschaften, Gegenkopplung folgen Verstärkerarten, Oszillatoren und Frequenzumsetzung bei höchsten Frequenzen. Praktische und vollständige Schaltungen werden hierbei angegeben. Anschließend folgt eine Beschreibung der parametrischen Transistorverstärker.
Zum besseren Verständnis sind den einzelnen Themen anschauliche Berechnungsbeispiele zugeordnet.
Das Buch wendet sich besonders an Physiker und Ingenieure, die an der Entwicklung der Halbleitertechnik für Höchstfrequenzen arbeiten. Es gibt jedoch auch Technikern und Studenten, die sich für dieses moderne Fachgebiet interessieren, viele Anregungen.

Jancke

W. S. Nelepez und W. W. Nelepez

Impulsschaltungen in funktechnischen Kreisen

Aus dem Russischen übersetzt von W. Krüger

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1965

224 Seiten, 8,50 MDN

Der Rezension dieses Buches muß ein uneingeschränktes Lob sowohl den Autoren als auch dem Deutschen Militärverlag vorangestellt werden. Letzterem gebührt Dank dafür, eine schon seit langem bestehende und immer wieder fühlbare Lücke in der deutschsprachigen Fachliteratur über die Impulstechnik geschlossen zu haben. Während es an ausführlichen, umfangreichen (und dementsprechend teuren) Fachbüchern nicht mangelt, fehlte doch bisher gerade ein Werk dieser Art, das kurz, jedoch umfassend, leicht verständlich, jedoch immer exakt alle die Grundkenntnisse der Impulstechnik enthält, die sowohl für denjenigen, der mit dieser Technik erstmalig in Berührung kommt, von Interesse sind, die sich jedoch auch der Leser, der schon längere Zeit mit impulstechnischen Geräten arbeitet, zur Festigung seiner Kenntnisse gern ins Gedächtnis zurückruft.

Das Verdienst der Autoren ist es, den schwierigen Stoff unter Betonung der physikalischen Wirkungsweise und unter weitestgehendem Verzicht der mathematischen Darstellung so anschaulich beschrieben zu haben, daß es auch den in „Sinusfunktionen denkenden" HF-Techniker leicht fällt, in Impulsgrößen bzw. e-Funktionen umzudenken.
Sie haben das Kunststück fertig gebracht, nur das in ihr Buch zu schreiben, was in der Praxis unbedingt als Grundlage benötigt wird, wobei nicht trocken doziert wird, sondern der Stoff fast im Plauderton, unaufdringlich und somit leicht verständlich dem Leser dargeboten wird.
Der Inhalt des Buches umfaßt fünf Kapitel: Grundbegriffe der Impulstechnik, Schaltvorgänge in elektrischen Kreisen bei der Formierung von Impulsen, Impulserzeugung, Impulsverstärkung, Impulsmodulation und -demodulation. In ihnen ist alles enthalten, was zu den „Grundlagen der Impulstechnik" gehört. Deshalb verdient dieses Buch auch einen entsprechenden allgemeingültigeren Titel. Der jetzige, eine allzu wörtliche Übersetzung des russischen Originaltitels, läßt eine spezielle Darstellung funktechnischer Belange vermuten. Der Verlag sollte sich deshalb bei einer mit Sicherheit zu erwartenden Neuauflage zu einer Änderung des Titels entschließen.
Dem Rezensenten sei es gestattet, die Beseitigung einiger Druckfehler und die Überprüfung einiger Formulierungen anzuregen: So steht unter Bild 3.5 eine falsche Unterschrift, und auf S. 81 muß es sicher „Kippspannung" heißen. Die Unterscheidung zwischen Video- und HF-Impulsen ist im Deutschen nicht üblich. Der Begriff „Flankensteilheit" hat eine andere Bedeutung, als auf S. 13 angegeben. Die Unterteilung des Kapitels Impulserzeugung in „Kippschaltungen" und „Multivibratoren" ist nicht sinnvoll, denn letztere sind auch Kippschaltungen. Falsch ist die Bezeichnung der bistabilen Kippschaltung (Flip-Flop) mit „Trigger". Ebenso sollte man die Bezeichnung „*mono*stabiler *Multi*vibrator" (S. 98) vermeiden. Vermißt werden Ausführungen über die Schmitt-Trigger-Schaltung. Schließlich sei vorgeschlagen, statt „Impulsformierung" besser „Impulsformung" zu schreiben.
Diese formalen Bemerkungen sollen jedoch den ausgezeichneten Gesamteindruck des Buches keinesfalls schmälern, das allen Interessenten, Funkmechanikern, Studenten und Ingenieuren, wärmstens empfohlen werden kann.

Gärtner

Klaus K. Streng

Stromversorgungsteile für Sende- und Empfangsanlagen

Reihe „Der praktische Funkamateur", Heft 49

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1964

111 Seiten, 62 Bilder, broschiert 1,90 MDN

Der Autor geht von der leider durchaus zutreffenden Voraussetzung aus, daß Stromversorgungsteile bei Gerätebeschreibungen meist vernachlässigt werden, während ihre richtige Dimensionierung andererseits wesentlich zum Funktionieren des Gerätes beiträgt. Aus diesem Grunde ist der Titel in der Reihe unbedingt am Platze. Daran ändert vorläufig auch die fortschreitende Transistorisierung nichts.
Dem Niveau des fortgeschrittenen Amateurs gemäß wird auf kompliziertere Berechnungen verzichtet und dennoch mittels Tabellen und Näherungen eine gute Arbeitsgrundlage gegeben. Das fördern auch die durchgerechneten Beispiele.
Vom Aufbau her erscheint es etwas unmotiviert, die Hochspannungserzeugung an den Anfang der Broschüre zu stellen. Man hätte diesen Abschnitt ziemlich am Schluß erwartet. Eine Umstellung hätte man sich auch bei 6.5 gewünscht, das besser zu 6.1 paßt. Das sind jedoch Kleinigkeiten, die den Wert der Broschüre nicht mindern.
Ein modernes Netzgerät gibt sich selbstverständlich nicht mit der Bereitstellung verschiedener Gleich- und Wechselspannungen zufrieden. Daher widmet die Broschüre den verschiedenen Reglern mit Röhren und Transistoren den notwendigen Raum. Eine Übersicht der zum Betrieb von Sendern und Empfängern in Frage kommenden chemischen Stromquellen rundet die Arbeit ab.

Schlenzig

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 8 (1965)

- **Mikroelektronik, ein neuer Weg in der Schaltungstechnik**

Es wird ein Überblick über die in der Elektronik eingeschlagenen Wege der Miniaturisierung gegeben. Die Halbleiterblocktechnik (Festkörperschaltkreise), die Dünnschichttechnik, ihre Kombinationen sowie die Technik der Funktionskreise werden beschrieben.

- **Mikroelektronik auf der Basis der Dünnschichttechnik**

Im VEB Keramische Werke Hermsdorf ist ein System der Miniaturisierung elektronischer Schaltungen entwickelt worden, das durch ständige Erweiterung der technologischen Ausrüstungen entsprechend den neuesten Erkenntnissen die ökonomische Fertigung modernster Komplexbauelemente ermöglicht.

- **Ökonomische Probleme bei der Einführung integrierter Schaltungen**
- **Probleme der Projektierung und des Einsatzes von typisierten Schaltkreisen**

Es werden die Probleme der zweckmäßigen Zergliederung von Gesamtschaltungen in solche Teile erörtert, die als Wiederholbaugruppen mit möglichst großer Einsatzbreite innerhalb der elektronischen Geräteindustrie verwendbar sind.

- **Probleme bei der Entwicklung von Schaltungen der Mikroelektronik**
- **Zur Synthese von selektiven Netzwerken mit nichtkonzentrierten Parametern**
- **Spezielle technologische Ausrüstungen zur Herstellung von Dünnschichtbauelementen**

Es wird auf die technologischen Verfahren eingegangen, die im Vakuum durchgeführt werden, vor allem auf Probleme des Aufdampfens, des Bestäubens und der Anwendung des Elektronenstrahles als Werkzeug. Verschiedene Bedampfungsverfahren und ihre speziellen Einsatzmöglichkeiten und Grenzen werden erläutert. Ferner wird auf Probleme von Zusatzausrüstungen eingegangen.

- **Der Siebdruck in der Mikroelektronik**
- **Zur Miniaturisierung von Frequenzfiltern der Elektronik**
- **Einige Merkmale der Mikroelektronik**
- **Praktische Möglichkeiten des Entwurfs und der Realisierung von N-Kanal-Filtern in Festkörpertechnik**

Besuchen Sie uns während der *Herbstmesse*
im Messehaus am Markt, I. Stock, Stand 155, 157, 159
VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Zu Ihrer Serviceausrüstung gehört
Spezial-Wellenschalteröl
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

PrüfFix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Verkaufe „Radio u. Fernsehen" Jahrg. 1952—1963 (223 Hefte) für 350,— MDN
Friedrich, 6571 Staitz über Zeulenroda, Weidatalsperre 63

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

25 JAHRE
technische Schiebe-Abziehbilder!
Verlangen Sie bemustertes Angebot!
HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

VEB VERLAG
TECHNIK
BERLIN

WEGRZYN

Operatorenrechnung in der Elektrotechnik

Übersetzung aus dem Polnischen
300 Seiten
187 Abbildungen
Kunstleder 28,— MDN

Die Laplace-Transformation ist ein unentbehrliches Hilfsmittel für die allgemeine und theoretische Elektrotechnik. Es muß heute noch festgestellt werden, daß die Operatorenrechnung in den USA und sicherlich auch in England eine wesentlich breitere Anwendung bisher gefunden hat, als dies z. Z. bei uns der Fall ist, obwohl sie wesentliche Vereinfachungen, insbesondere z. B. für die Behandlung von Sprungfunktionen, anbietet.

Aus diesem Grunde ist dem Verfasser und dem Verlag sehr dafür zu danken, daß mit diesem Buch eine fühlbare Lücke für den Elektrotechniker — aber sicherlich nicht nur für diesen — ausgefüllt worden ist. Hier wird im Bereich der technischen Anwendung mathematischer Denkungsweisen unter Vorlage zahlreicher Beispiele die Operatorenrechnung so erklärt, daß sie mit jenem mathematischen Rüstzeug, das heute von jedem Elektrotechniker erwartet wird, verstanden werden kann.

Den Ausgang der Überlegungen liefert, wie dies wohl immer der Fall ist, die Laplace-Carson-Transformation. Zahlreiche Beispiele ergänzen die grundsätzlichen Darlegungen und die aus ihnen entwickelten Rechenregeln. Besonders bemerkenswert ist die Behandlung elektromechanischer Zusammenhänge, aus denen die für didaktische Zwecke so wertvollen Modellvorstellungen entwickelt werden können. Die Rücktransformation rationeller Operatorenfunktionen, Einschwingvorgänge, die Transformation wichtiger Funktionen, der Gammafunktion, der Besselfunktion und mit ihr zusammenhängender Funktionen, der Gaußschen Fehlerfunktion u. a. m. werden behandelt. Schließlich wird auch auf die Probleme der Leitungstheorie und ihre Behandlung mit Hilfe von Operatorengleichungen eingegangen. Eine Tafel mit den Gegenüberstellungen häufiger auftretender Operatorenfunktionen und der durch sie transformierten Zeitfunktionen ist für den praktischen Gebrauch der Operatorenrechnung als wichtiges Rüstzeug beigefügt.

33 103